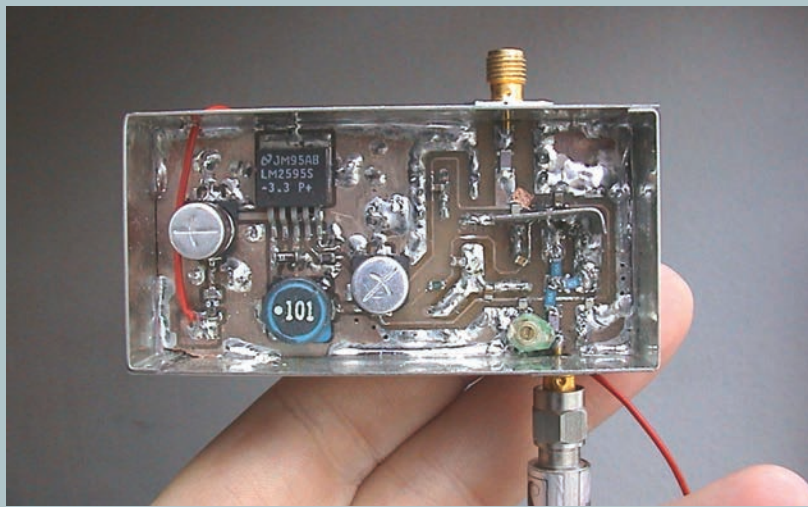


Repeater

1 Watt eindtrap voor 10 GHz

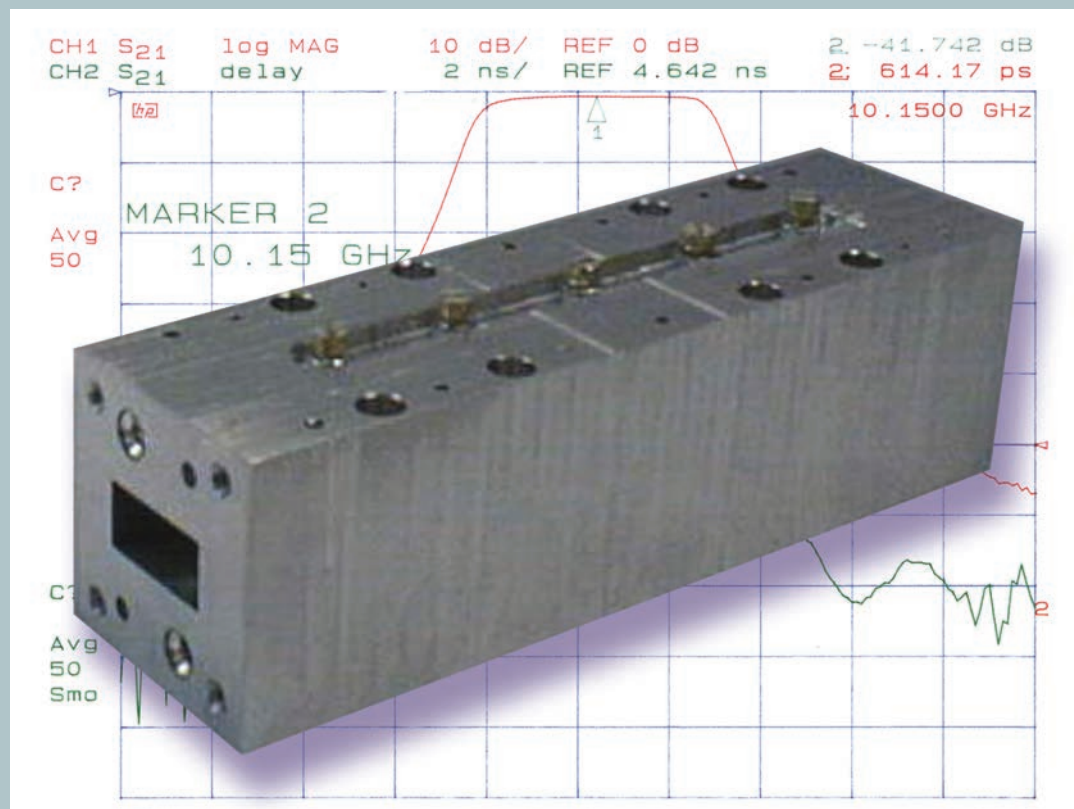
0,5 Watt 13 cm versterker



**Frequentielijst ATV
repeaters Nederland**

ATV experimenten op 6 cm

**Modificatie 13 cm Comtech
LPD unit**

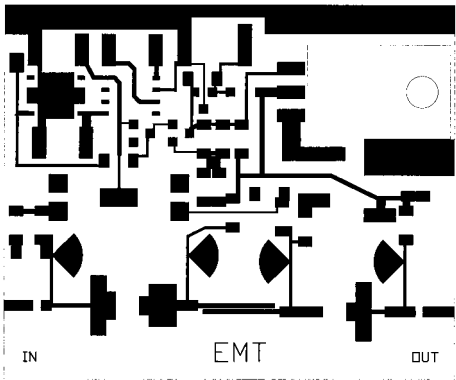


3 cm band pass filter

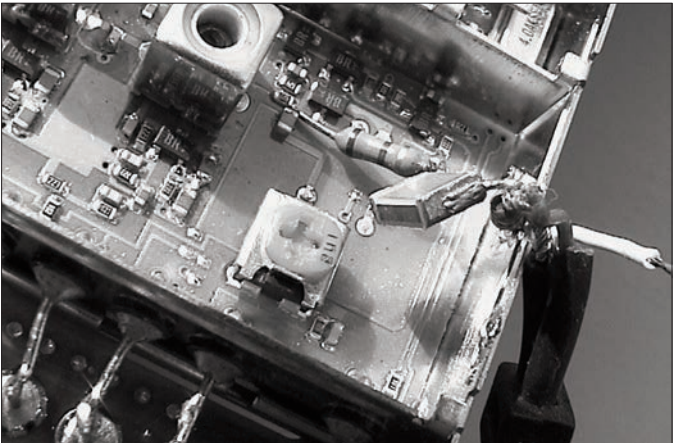
Contents Repeater 5/21

Editorial3

1 Watt 10 GHz amplifier4



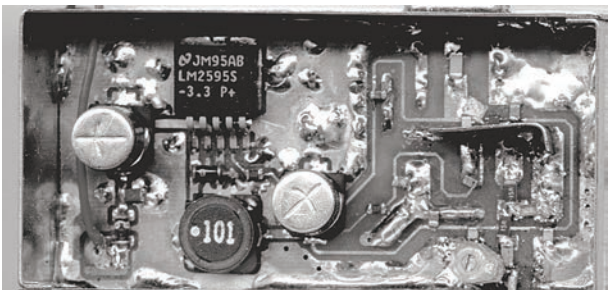
Nicam with the Comtech 13 cm LPD12



3 cm band pass filter13

6 cm ATV experiments21

0,5 Watt 13 cm amplifier23



Reception reports26

Frequency list Dutch ATV repeaters30

Colofon32

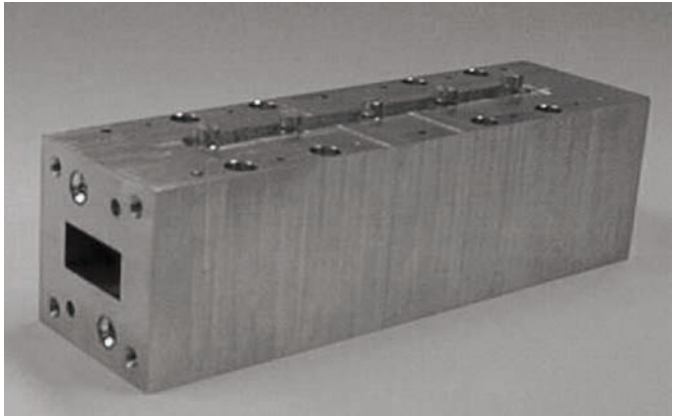
Inhoudsopgave1

Voorwoord3

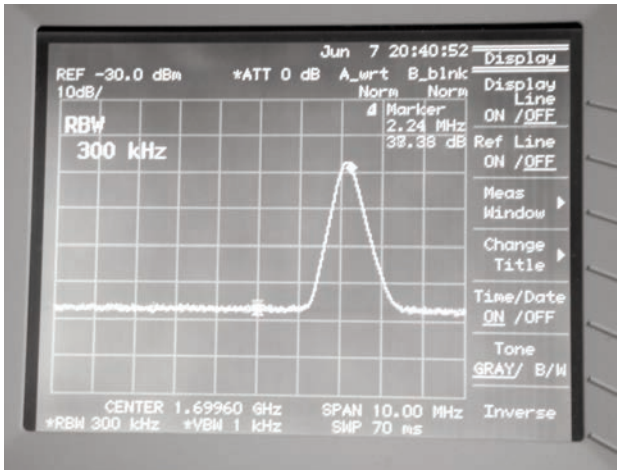
1 Watt versterker voor 10 GHz4

Nicam met de 13 cm Comtech LPD12

3 cm band doorlaat filter13

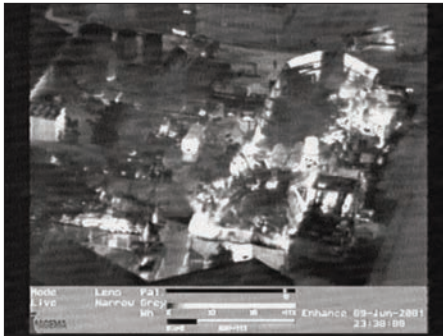


ATV experimenten op 6 cm21



0,5 Watt 13 cm versterker23

Nader bekeken26



frequentielijst ATV repeaters NL30

Colofon32

De toekomst van onze hobby?

In het vorige nummer heeft u een artikel kunnen lezen over digitale modulatie technieken. **Digitaal** zal ongetwijfeld in de toekomst de norm gaan worden, zoals dat nu aan het worden is bij satelliettelevisie.

Op zich is die ontwikkeling **niet verontrustend**, ware het niet dat het een gevolg is van iets anders. Enige tijd geleden hebben we kunnen vernemen hoe vanuit de **amateurverenigingen** gehamerd werd op het beperken van de door ons gebruikte bandbreedte, omdat verschillende amateurbanden onder druk staan.

En als er dan minder ruimte is voor ATV is het zaak om de beschikbare ruimte zo **optimaal** mogelijk te benutten. Dus bijvoorbeeld door toepassing van digitale uitzendtechnieken. Het afgelopen kwartaal hebben we wederom voeding gevonden voor deze **verontrustende** geluiden. Nadat de 13 cm band internationaal als ISM band benoemd werd, althans het deel boven 2400 MHz, kregen we nu berichten over het feit dat zelfs **om roepen** televisiezenders in de 13 cm band inzetten voor het onderhouden van interlokale (audio)verbindingen. En juist in het gebied waar veel amateurs en repeaters actief zijn: tussen 2320 en 2400 MHz.

Uiteraard hebben we geen goed woord over voor deze ontwikkelingen.

Laten we er met z'n allen voor zorgen dat de 13 cm band voor andere gebruikers niet langer interessant is door een intensiever gebruik van deze **amateurband**. In de laatste Repeaters kon u al enkele interessante artikelen daarvoor vinden, in dit nummer treft u een 0,5 Watt versterker aan, die gebruikt kan worden achter een LPD-zender en daarmee een interessant stuurzender kan worden. Verder in dit nummer weer erg veel aandacht voor **zelfbouw**.

Tenslotte wensen wij iedereen een prettige zomervakantie met (als het weer ons weer eens in de steek laat) toch veel **hobby- en zelfbouw plezier**.

Namens de redactie,
Rob Ulrich, hoofdredacteur

The future of our hobby?

In the previous issue you probably read the article covering digital modulation techniques. "**Digital**" will undoubtedly be our new future standard, as is the case with satellite television.

All in all this development is **not shocking**. But it is, regarding the fact that it results from something completely different. Some time ago we noted how **amateur groups** hammered on the necessity of reducing our transmission-bandwidth, since numerous amateur bands are **threatened** by commercial services.

With limited bandwidth for amateur television, the available bandwidth must be used **to its fullest**. For instance by applying digital transmission technologies. During the past season we again received **shocking** information supporting the need for us to go digital. Recently the 13 cm band was formally and internationally transformed into an ISM band (above 2400MHz). Now, we hear that the 13 cm band is being used by television-**broadcasters** for inter-local audio transmissions (using WBFM video mode!) And in a frequency range where many HAMs are active: between 2320 and 2400 MHz. *Needless to say we fully disagree with these developments.*

Let's -all together- see to it that tertiary use of the 13 cm band is no longer interesting for these 'pirates' by using the **band** more intensively ourselves!

The previous issues of Repeater already carried many interesting articles to achieve this and now we present a 0,5 W amplifier which can be used in conjunction with an LPD (A)TV transmitter to form an nice exciter for a serious transmitter.

Again, we pay a lot of attention to **DIY** projects. We conclude with wishing everyone happy holidays with -(bad) weather permitting- a lot of **hobby and DIY fun!**

Rob Ulrich
Editor

Bij het ontwerpen van deze versterker werd uitgegaan van Mitsubishi GaAs FETs MGF2407A en MGF2430A met als print-materiaal Rogers RO4003.

Voor een output van 1 Watt is ongeveer 25 mW sturing nodig. Op de print van 48 x 40 mm bevindt zich ook het biascircuit. De voeding voor de versterker moet 13 V bij ongeveer 400 mA kunnen leveren.

Biaschakeling

Het schema van de biasnetwerken voor de twee GaAsFETs is weergegeven in figuur 1. De op het punt ' + Vcc ' aangesloten voedingsspanning van ongeveer 13 V wordt door U1 gestabiliseerd op +5 V en vervolgens door U2 geïnverteerd, zodat over C5 -5 V beschikbaar is. R6 vormt met R7/R8 een regelbare spanningsdeler, zodat een optimaal werkpunt voor F1 kan worden ingesteld.

Hetzelfde geldt voor de combinatie R10/R11/R12 ter instelling van F2. De benodigde drainspanningen voor F1 en F2 (10 V) worden via R9 en R13 aangevoerd. Omdat de spanningsval over deze weerstanden tijdens nominaal bedrijf circa 0.5 V is, moet U3 10.5 V leveren.

Met behulp van D1/R1/Q1 wordt de uitgangsspanning van U3 pas omhoog geregeld als U2 een negatieve spanning produceert. De weerstandscombinatie R2/R3/R4 fixeert de uitgangsspanning op 10.5 V volgens de betrekking:

$$V_{OUT} = V_{REF} \{1 + R_p/R_2\} + I_{ADJ} \cdot R_p$$

Hierbij heeft de referentiespanning V_{REF} een waarde van 1.25 V, R_p is de vervangwaarde voor R_3/R_4 en I_{ADJ} is circa 50 μA .

Door de zeer lage waarde voor I_{ADJ} kan de laatste term meestal worden verwaarloosd, zodat

$$V_{OUT} = 1.25 \{1 + 2000/270\} = 10.51 \text{ V}$$

Op de regelingang van U3 is bovendien de combinatie Q2/R5/C16 aangesloten, die voor een rustig opkomen van de uitgangsspanning zorg draagt. (tijdconstante R_5/C_{16}) Diode D2 ontlad C16 na uitschakelen van de versterker.

The design for this amplifier is based on the Mutsubishi GaAsFETs MGF2407A and MGF2430A. The substrate is Rogers RO4003. 1 Watt output requires approximately 25 mW of drive power. The PCB, measuring 48 by 40 mm, includes the bias circuitry. The power supply must be capable of delivering 400 mA at 13 V.

Bias circuit

The circuit diagram of the bias network for both GaAsFETs is shown in figure 1. The supply which is to be connected to the point marked with +Vcc is fed to 5 V regulator U1. Inverter U2 puts -5 V across C5. R6 and R7/R8 form an adjustable voltage divider, providing means to optimize the working point of F1.

The same applies to the combination of R10/R11/R12 and F2.

The drain voltages for F1 and F2 (10 V) are applied via R9 and R13. Since the voltage drop across these resistors will be 0.5 V during normal operation, U3 must supply 10.5 V.

The circuit consisting of D1/R1 and Q1 frees U3 for normal operation only after the negative gate supply (U2) is present. Resistors R2/R3/R4 set the output at 10.5 V according to the formula:

$$V_{OUT} = V_{REF} \{1 + R_p/R_2\} + I_{ADJ} \cdot R_p$$

V_{REF} is 1.25V, R_p is the value formed by R_3/R_4 and I_{ADJ} is 50 μA . Since I_{ADJ} is so low the last product term can be omitted resulting in: $V_{OUT} = 1.25 \{1 + 2000/270\} = 10.51 \text{ V}$.

The regulator input of U3 is fitted with the combination of Q2/R5/C16 which assure a slow rise of the output voltage.

The rate of this is determined by $T=R_5/C_{16}$. Diode D2 discharges C16 when the amplifier is switched off.

Amplifier

A full representation of the amplifier is given in figure 2 while the microstrip dimensions are given in table 2 (all dimensions in mm). Simulation, optimization and layout were realised with aid

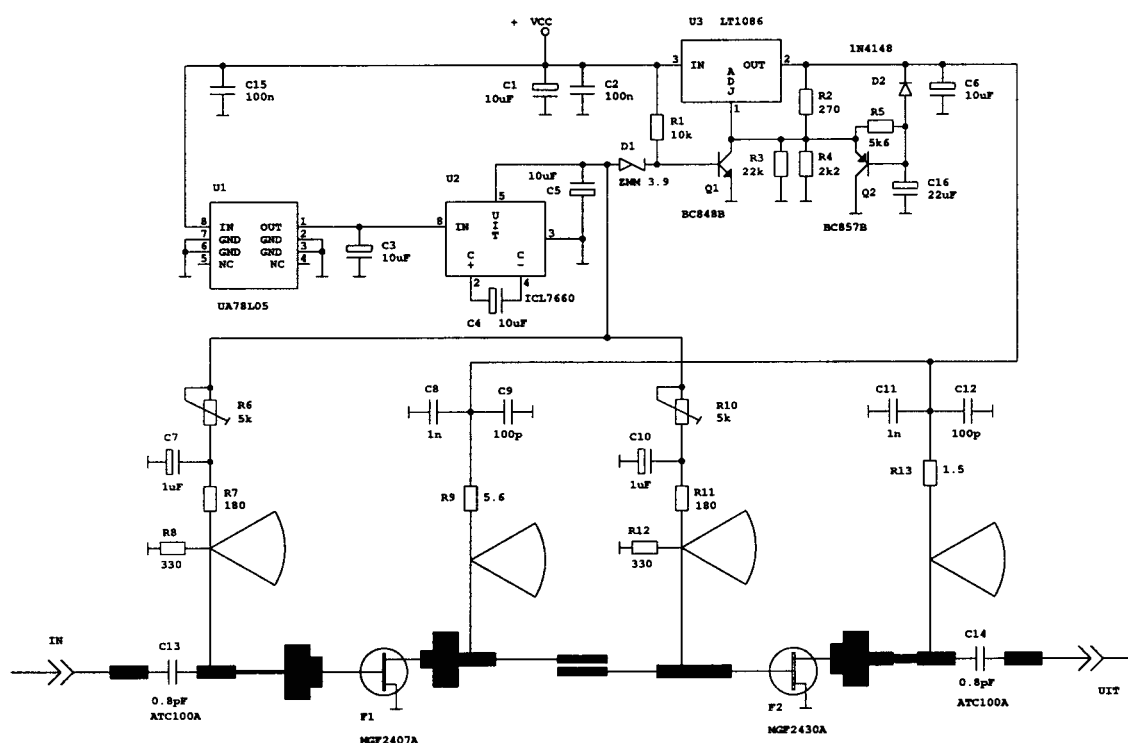


Fig.1

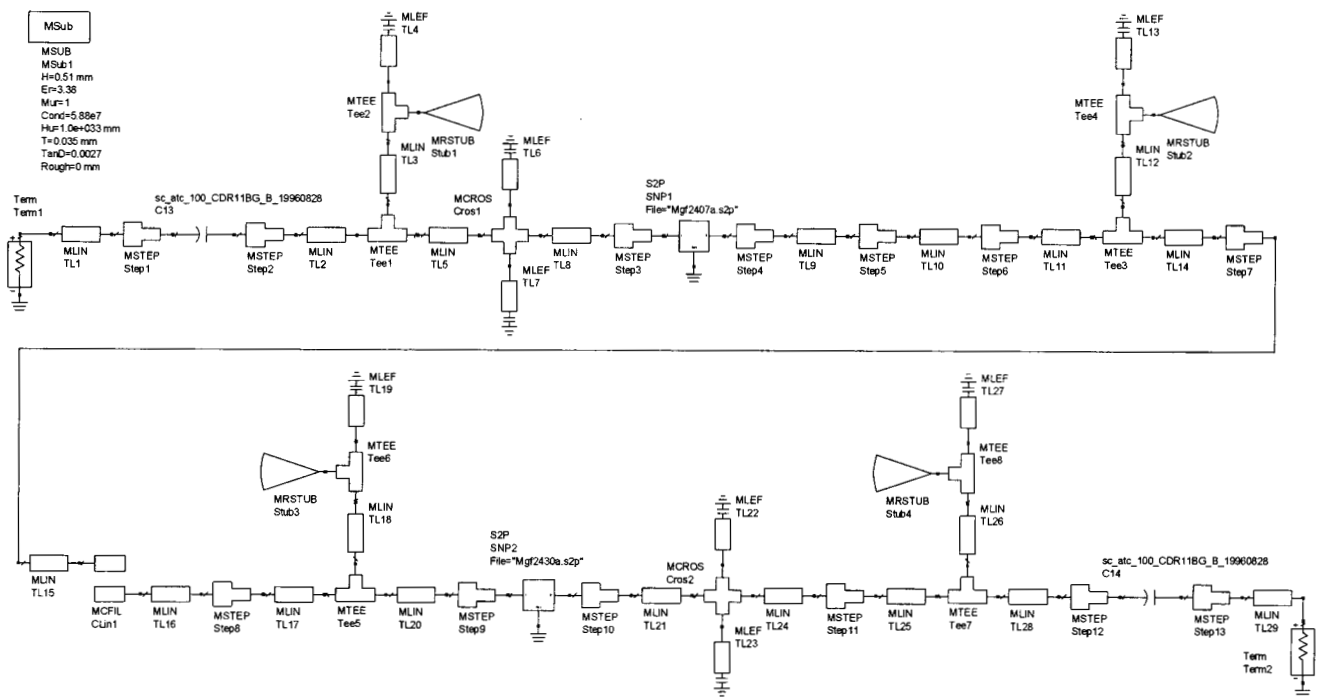


Fig.2

Versterker

Een volledige representatie van de versterker is samengevat in figuur 2, terwijl de afmetingen van de microstriplijnstukken in tabel 2 zijn verwerkt (alle maten in mm). Simulatie, optimalisatie en layout werden gerealiseerd met behulp van het Advanced Design System 1.5 van Agilent Technologies. Het knooppunt Term1/TL1 vormt de ingang van de versterker. Hierbij vertegenwoordigt Term1 de 50 Ω ingangsafsluiting en TL1 een transmissielijn met een karakteristieke impedantie van eveneens 50 Ω . De substraatgegevens staan vermeld onder het kopje MSUB.

Dit betekent dat de in tabel 1 gegeven afmetingen alleen maar gelden bij gebruik van RO4003 met een dielektrische dikte van 0.51 mm! De verschillende onderdelen in het schema zoals MLIN en MSTEP vertegenwoordigen modellen, die zo goed mogelijk een bepaalde microstripstructuur karakteriseren.

Zo'n model is meestal alleen geldig binnen bepaalde grenzen.

Zo moet voor het microstriplijnmodel 'MLIN' de dielektrische constante ER zich bevinden tussen 1 en 128, terwijl de verhouding tussen de breedte van de microstriplijn en de hoogte (dikte) van het substraat (W/H) minimaal 0.01 en maximaal 100 mag zijn. Als twee delen met een verschillende breedte aan elkaar worden gekoppeld moet deze sprongsgewijze verandering worden gemodelleerd door middel van MSTEP (microstrip stap in breedte). Voor C13, een ATC100A chipcondensator, is ook een model aanwezig, waarbij naast de capaciteit ook rekening wordt gehouden met dielektrische verliezen en een frequentieafhankelijke kwaliteitsfactor. Figuur 3 geeft een indruk van het dempingsverloop tot een frequentie van 15 GHz. voor deze 0.8 pF chipcondensator, gesimuleerd in een 50 Ω systeem. De kleinste demping ligt bij ongeveer 10 GHz. De verder nog in het schema voorkomende modellen worden vertegenwoordigd door een T-splitsing MTEE, een radial stub MRSTUB, een micro-striplijn met open uiteinde MLEE (waarin het capaciteits effect is verdisconteerd), een filtersectie -bestaande uit twee gekoppelde lijnen- MCFIL en tenslotte een kruispunt MCROS.

De filtersectie MCFIL tussen de MGF2407A en MGF2430A is niet alleen opgenomen als DC-scheiding, maar ook als aanpas-

of the Advanced Design System 1.5 by Agilent Technologies.

The junction Term1/TL1 forms the input to the amplifier.

Here, TERM1 is the 50 Ω input termination and 'TL1' a transmissionline with a characteristic impedance of 50 Ω . The substrate parameters are given under the item MSUB. This means that the dimensions in table 2 are valid only for substrate RO4003 with a dielectric thickness of 0.51 mm!

The various parts in the circuit diagram, like MLIN en MSTEP, represent simulation models which characterize certain microstrip structures as good as possible. These models are usually only valid within certain limits.

For the microstripline modes for MLIN for instance, the dielectric constant Er must be between 1 and 128 whilst the ratio from the microstripline width to the height (dielectric thickness) of the substrate (W/H) must be greater than 0.01 and less than 100.

When two microstriplines with different stripline-widths are connected to each other, this width-step must be modelled by 'MSTEP' (microstrip-width step). For C13 - an ATC100 chipcapacitor- a simulation model is present which characterizes capacity, dielectric losses and the frequency dependant Q-factor.

Figure 3 gives an impression of the frequency response up to 15 GHz for this 0.8 pF chipcapacitor when used in a 50 Ω system. Losses are minimal around 10 GHz. Other models present in the circuit are represented by a T-junction MTEE, a radial stub MRSTUB, a microstripline with an open end MLEE (in which the capacitive open-end effect is included), a filter section formed by two coupled microstriplines MCFIL and a junction MCROS. The filter section MCFIL which resides between the MGF2407A and the MGF2430A is not only usefull as dc-separator but it also acts as a matching network between the complex in and output impedances of the devices. Such a filter would be an alternative to C13 and C14. Due to the relatively large circuit dimensions the dielectric losses would be higher than those in the ATC chip. Besides that, the PCB dimensions would increase! The bias-feeds for gate and drain supply are constructed in a way that they do not influence the gain in the frequency range of 10 - 10.5 GHz. This is established by the quarter wavelength

ATC100A 0.8pF
sc_atc_100_CDR11BG_B_19960828

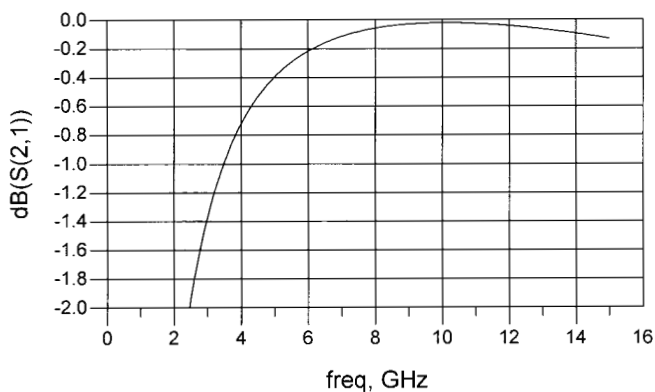


Fig.3

singselement tussen de complexe uit- en ingangsimpedanties van de twee FETs. Zo'n filtersectie zou in principe ook als alternatief voor C13 en C14 bruikbaar zijn. Door de relatief grote lengte van deze DC-scheiding zouden de verliezen in het printmateriaal echter hoger uitkomen dan de demping van de ATC chip, terwijl de printoppervlakte bovendien zou toenemen!

De biastoevoeren ten behoeve van de gate- en drainspanningen zijn zo ingericht, dat ze de beschikbare versterking niet verminderen tussen 10 - 10.5 GHz. Hiertoe zijn de $\lambda/4$ transformatoren TL3, TL12, TL18 en TL26 opgenomen. Het ene einde van de trafo is verbonden met de lage impedantie van de betreffende radial stub (MRSTUB), waardoor aan het andere einde -dat zich op $\lambda/4$ afstand bevindt- deze lage impedantie is getransformeerd naar een hoge waarde. De twee GaAs FETs zijn aangege-

transformers TL3, TL12, TL18 and TL26. One end of the transformer is connected to the Low-Z of the accompanying radial stub, so the other end ($\lambda/4$ away) transforms this to Hi-Z. The two GaAs devices are represented by SNP1 and SNP2. The corresponding two-port S-parameters are from the now 10 year old Mitsubishi data-book.

The simulation results of the amplifier cover the frequency range between 10 and 10.5 GHz as can be seen in figure 4.

The gain variation over the 500 MHz bandwidth is 0.6 dB at a linear gain of >17 dB (upper left). Input and output matching, VSWR 1 and VSWR 2 respectively, can be seen at the lower right. The other graphs (stabilityfactor and in and output stability) show that even when the in or output is matched poorly the amplifier remains stable unconditionally. An impression of the amplifiers performance over the wideband range of 4 - 16 GHz is given in figure 5. This also gives an impression of the attenuation of unwanted out-of-band signals should they enter the amplifier.

The VSWR graph clearly shows the mismatches outside the segment of 10 - 10.5 GHz which could easily lead to instability.

The stability graphs however, show that no problems are to be expected in the range of 4 - 16 GHz. The actual Smith-chart resides within the bold printed circle in the centre of the plot. This scale is necessary to show the (unconditional) stability plot of the amplifier, plots which must lie outside the Smith-chart.

Layout

Table 1 shows an overview of the components present in figure 1. Figure 6 shows the layout of various components whilst figure 7 shows the complete layout.

Cut-outs have to be made in the board for F1, F2 and U3. Furthermore, it is necessary to make a number of ground connections (see Repeater 3/1999 pages 7 and 9 for tips). If the board is mounted directly on a heatsink, F1 and F2 must be let in 0.2 mm I.E. a part of the heatsink must be removed locally in order for the gate and drain connection of the FETs to lie flat

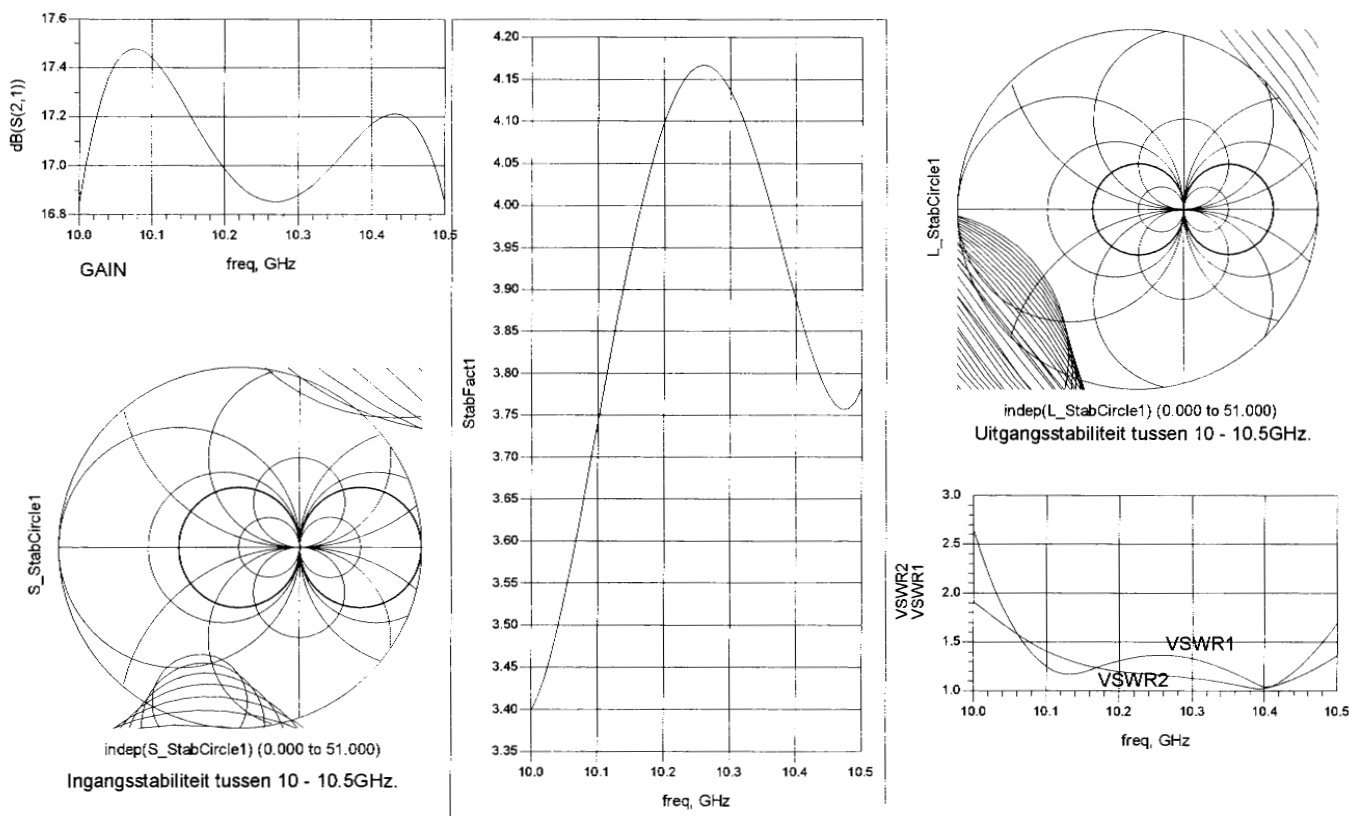


Fig.4

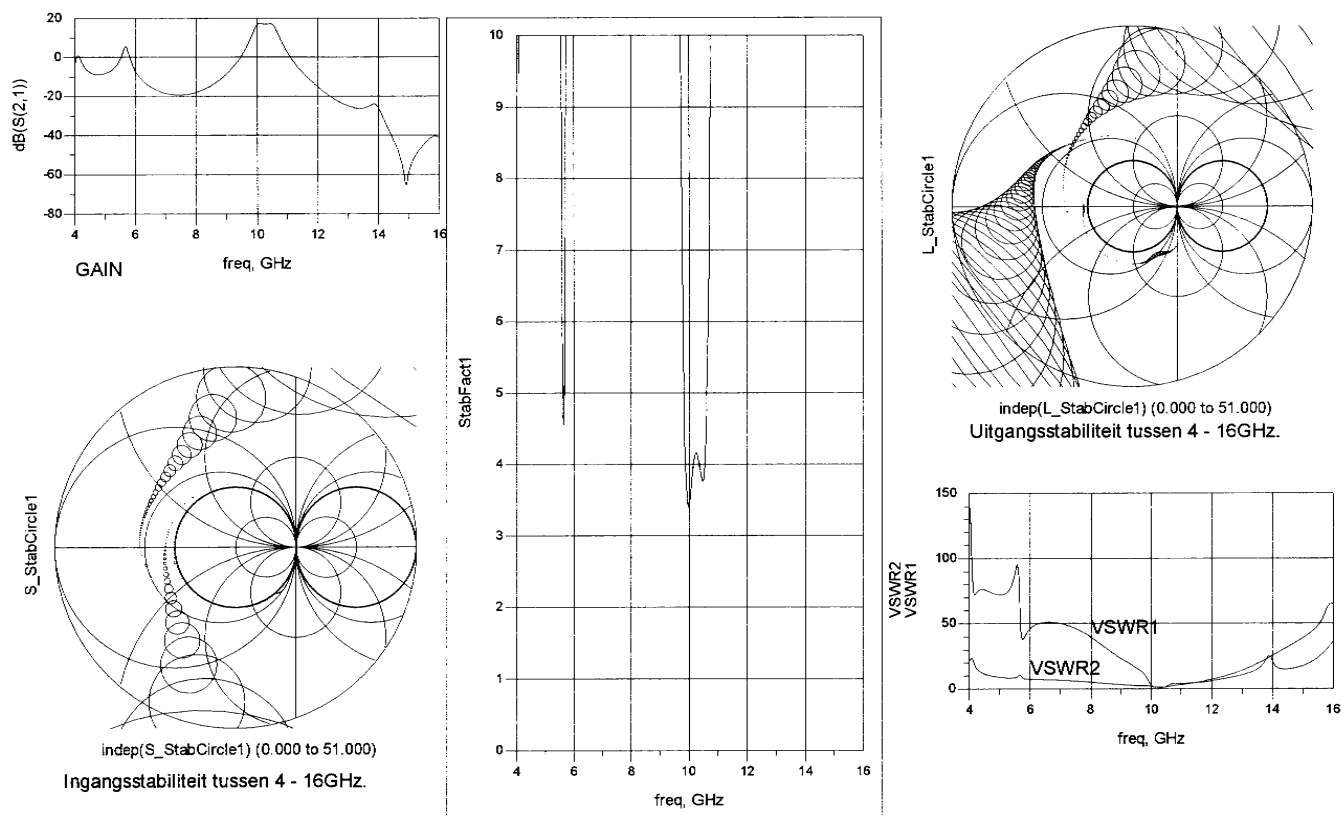


Fig.5

ven als SNP1 en SNP2. De bijbehorende tweepoort S-parameter gegevens zijn afkomstig uit het nu al weer tien jaar oude Mitsubishi databoek.

De simulatieresultaten van de versterker zijn voor het frequentiegebied tussen 10 en 10.5 GHz samengevat in figuur 4.

De versterkingsvariatie over 500 MHz bandbreedte bedraagt 0.6 dB bij een gemiddelde lineaire gain >17 dB (links boven).

In- en uitgangsaanpassingen zijn weergegeven als respectievelijk VSWR1 en VSWR2 (rechts onder).

De overige plotjes (stabiliteitsfactor, ingangs- en uitgangsstabiliteit) geven aan dat de versterker onvoorwaardelijk stabiel is, zodat bij eventuele misaanpassingen geen oscillatieproblemen kunnen ontstaan. Een indruk van de versterker over een groter frequentiegebied (tussen 4 en 16 GHz) is gegeven in figuur 5. Hieruit is ook af te leiden wat de onderdrukking van ongewenste producten zou kunnen zijn als deze in het stuursignaal mochten voorkomen. Het VSWR plotje laat duidelijk de zeer grote misaanpassingen zien buiten het segment 10 - 10.5 GHz, die in potentie makkelijk tot instabiliteit zouden kunnen leiden.

De stabiliteitsplotjes laten zien, dat er tussen 4 en 16 GHz geen problemen zijn te verwachten. De eigenlijke Smithkaart bevindt zich binnen de vetgedrukte cirkel in het centrum van het plotje om een deel van stabiliteitscirkels -die in verband met deze (onvoorwaardelijke) stabiliteit allemaal buiten deze cirkel moeten liggen- nog zichtbaar te laten zijn.

Layout

Van de componenten, die in figuur 1 voorkomen is in tabel 1 een overzicht gemaakt. Figuur 6 laat de opstelling van de diverse onderdelen zien, terwijl de complete layout in figuur 7 getoond wordt. In de print moeten uitsparingen worden gezaagd voor F1, F2 en U3. Verder is het nodig enige massadoorverbindingen te maken. Gebruik figuren 1 en 6 als leidraad (zie ook Repeater 3/1999 blz. 7 en 9 voor tips). Als het printje vlak op een heatsink wordt gemonteerd moeten F1 en F2 in verband met de hoogte van het device 0.2 mm. worden 'ingela-

and unbent on the PCB. The dielectricum itself is 0.51 mm thick, the copper layers are 0.035 mm thick resulting in a total board thickness of 0.58 mm. The FETs have a distance from mounting base to gate/drain of 0.8 mm which accounts for the 0.22 mm depth.

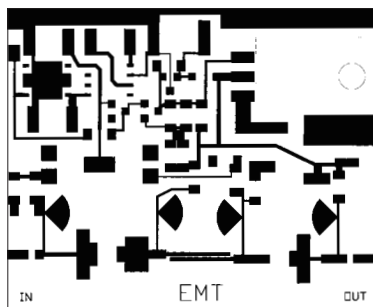
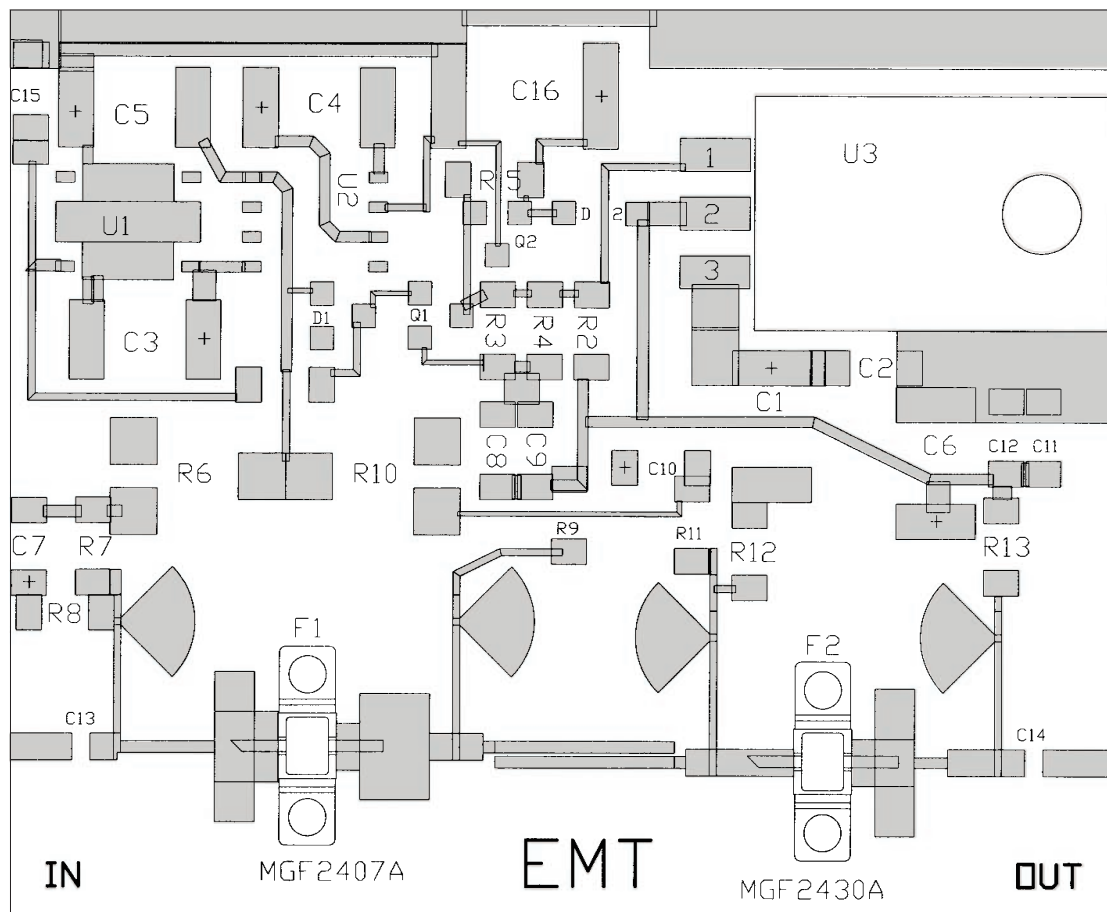
Do not mount D1, R9 and R13 yet since this makes aligning the amplifier easier. Observe the correct polarity for the tantalum capacitors and do not forget the insulation plate for U3. If you can have a machined/milled enclosure made: use SMA connectors with long insulated centre-pins, which allow for easy adaption to the enclosure-wall thickness.

Alignment

First check that the protection-circuit that checks the presence of the negative supply works. Without D1 the output of U3 reaches 1.25 V only. The output voltage of U2 depends on the two resistor networks that set the gate voltages. U2 acts as a voltage source with a series resistance of 70 Ω . With R6 and R10 set at minimal values, the equivalent circuit resistance of R7/R8 and R11/R12 is 255 Ω . The total load of the -5 V supply is: $255 + 70 = 325 \Omega$. U2 has to drive $5/325 = 15.38$ mA. This makes U2's output voltage to drop to $-0.01538 * 255 = -3.92$ V.

This voltage applies to potmeters set to minimum. When set to maximum the voltage will be -4.88 V. Voltage dividers R7/R8 and R11/R12 set the gates of F1 and F2 to a voltage of -2.54 V when R6 and R10 are set to minimum and -0.29 V when set to maximum resistance. After mounting D1 pin2 of U2 should carry 10.5 V. If everything checks out, mount R9 and R13.

Next, adjust R6 so the voltage drop across R9 is 0.42 V. R10 must be adjusted so 0.45 V is read across R13. The currents are now set at: $0.42/5.6 = 0.075$ A and $0.45/1.5 = 0.3$ A. Now the amplifier may be driven by a 10 - 10.5 GHz signal and a maximum output power of 25 mW. Re-adjust the voltage drop across drainresistors R9 and R13. The output power should be 1 Watt over the entire 3 cm band.



Componenten lijst

Onderdeel	Type/waarde	Behuizing	Omschrijving
F1	MGF2407A	GF-17	GaAsFET, Mitsubishi
F2	MGF2430A	GF-17	GaAsFET, Mitsubishi
U1	uA78L05	SO-8	Regulator
U2	ICL7660	SO-8	Inverter
U3	LT1086	TO-220	Low Dropout Pos.Reg.
Q1	BC848B	SOT-23	NPN
Q2	BC857B	SOT-23	PNP
D1	ZMM 3.9	SOT-23	Zener
D2	1N4148		Diode
C1,3,4,5,6	10 μ F	1812	SMD - Tantaal
C2,15	100 nF	1206	SMD - C
C7,10	1 μ F	1210	SMD - Tantaal
C8,11	1 nF	1206	SMD - C
C9,12	100 pF	1206	SMD - C
C13,14	0.8 pF	CDR11	CDE11 A-size Chip ATC100A
C16	22 μ F	2220	SMD - Tantaal
R1	10k	1206	SMD - R
R2	270	1206	SMD - R
R3	22k	1206	SMD - R
R4	2k2	1206	SMD - R
R5	5k6	1206	SMD - R
R6,10	5k	3314J - 4 mm	SMD - Potmeter, Bourns
R7,11	180	1206	SMD - R
R8,12	330	1206	SMD - R
R9	5,6	1206	SMD - R
R13	1,5	1206	SMD - R
PCB	Rogers 4003 dikte: 0.51 mm Er = 3.38 koperlaag: 35 μ m, tweezijdig. Afmetingen: 48 x 40 mm.		

Fig.6 -7, tabel 1

ten', dat wil zeggen dat van de heatsink wat materiaal moet worden weggefreed, zodat de FETs goed passend een stukje dieper liggen en daardoor de gate- en drainaansluitingen mooi vlak zonder ombuigen op de print komen te liggen. Het printje zelf heeft een diëlektrische dikte van 0.51 mm en de twee koperlagen zijn elk 0.035 mm, zodat een totale dikte geldt van 0.58 mm. Voor de FETs is echter 0.8 mm nodig, zodat 0.22 mm als inlaatdiepte noodzakelijk is. Wacht met montage van D1, R9 en R13 in verband met de afregeling. Let bij de montage van de tantaal elco's op de aangegeven polariteit en vergeet bij het monteren van U3 niet het isolatieplaatje! Als een gefreesde aluminium behuizing tot de mogelijkheden behoort; gebruik SMA chassisdelen met verlengd diëlektricum, zodat dit eenvoudig kan worden aangepast aan de wanddikte van de behuizing.

Instelling

Controleer eerst de werking van de beveiliging bij het uitvallen van de negatieve spanning. Zonder D1 blijft de uitgangsspanning van U3 steken bij 1.25 V. De uitgangsspanning van de omzetter U2 is afhankelijk van de belasting door de twee weerstandsnetwerkjes ter instelling van de negatieve gatespanning. U2 gedraagt zich namelijk als een spanningsbron met daarmee in serie een weerstand van 70 Ω . Als R6 en R10 op minimale waarde zijn ingesteld is de vervangweerstand voor de combinaties R7/R8 en R11/R12 255 Ω . De totale weerstand, waarover de -5 V uitgangsspanning wordt verdeeld is dus $255 + 70 = 325 \Omega$. U2 moet dan $5/325 = 15.38$ mA leveren.

Hierdoor zakt de uitgangsspanning van U2 naar $-0.01538 \cdot 255 = -3.92$ V. Deze spanning geldt dus uitsluitend bij minimaal ingestelde potmeters en zal voor de maximale instellingen van R6 en R10 een waarde hebben van -4.88 V. Spanningsdelers R7/R8 en R11/R12 stellen vervolgens de uiteindelijke gatespanningen voor F1 en F2 in op een waarde van -2.54 V bij op minimum waarde ingestelde potmeters en -0.29 V bij op maximum ingestelde potmeters. Na montage van D1 moet nu 10.5 V meetbaar zijn op pin 2 van U3. Is alles tot zover in orde, monteer dan R9 en R13.

Over R9 moet met behulp van R6 een spanningsval van 0.42 V worden ingesteld en over R13 door middel van R10 0.45 V.

De ingestelde stromen zijn dan respectievelijk $0.42/5.6 = 0.075$ A en $0.45/1.5 = 0.3$ A. Vervolgens kan in een meetopstelling een stuurvermogen van maximaal 25 mW op een frequentie ergens tussen 10 en 10.5 GHz. worden toegevoerd. Regel nogmaals de spanningsval over de twee drainweerstand tot dat de hierboven opgegeven waarden weer zijn bereikt. Bij het genoemde stuurvermogen moet over de gehele 3 cm band een uitgangsvermogen van 1 Watt mogelijk zijn.

	W	L	W1	W2	W3	W4
TL 1	1,145	3				
Step			1,145	1,4		
Step 2			1,4	1,145		
TL 2	1,145	1				
Tee 1			1,145	0,5	0,3	
TL 3	0,3	4,61				
Tee 2			0,3	0,3	0,3	
Stub 1	Wi = 0.3	3,11	Angle = 90			
TL 4	0,3	1				
TL 5	0,5	4,04				
Cros 1			0,5	1,7	3	1,7
TL 6	1,7	1,7				
TL 7	1,7	1,7				
TL 8	3	1				
Step 3			3	0,6		
Step 4			0,6	2		
TL 9	2	1				
Step 5			2	4,52		
TL 10	4,52	2,99				
Step 6			4,52	1,145		
TL 11	1,145	1				
Tee 3			1,145	1,145	0,3	
TL 12	0,3	4,61				
Tee 4			0,3	0,3	0,3	
Stub 2	Wi = 0.3	3,11	Angle = 90			
TL 13	0,3	1				
TL 14	1,145	1				
Step 7			1,145	0,502		
TL 15	0,502	0,5				
Clin 1	0,502	7,65	S = 0.15			
TL 16	0,502	0,5				
Step 8			0,502	1,145		
TL 17	1,145	1				
Tee 5		1,145	1,145	0,3		
TL 18	0,3	4,61				
Tee 6			0,3	0,3	0,3	
Stub 3	Wi = 0.3	3,11	Angle = 90			
TL 19	0,3	1				
TL 20	1,145	3,33				
Step 9			1,145	0,6		
Step 10			0,6	2		
TL 21	2	1				
Cros 2			2	1,68	0,45	1,68
TL 22	1,68	2,16				
TL 23	1,68	2,16				
TL 24	0,45	1,41				
Step 11			0,45	1,145		
TL 25	1,145	2				
Tee 7			1,145	1,145	0,3	
TL 26	0,3	4,61				
Tee 8			0,3	0,3	0,3	
Stub 4	Wi = 0.3	3,11	Angle = 90			
TL 27	0,3	1				
TL 28	1,145	1				
Step 12			1,145	1,4		
Step 13			1,4	1,145		
TL 29			1,145	3		

Tabel 2

De **deadline**

voor advertenties en kopij voor

Repeater Vol.5 / Iss.3

is

1 september 2001

Zoals velen heb ik een 2.4 GHz FM-TV LPD evaluatie board van Comtech. Dit board bevat alles wat nodig is om in de 13cm band zo'n 40mW FM (A)TV te maken met twee analoge FM audio carriers. Ik wilde echter NICAM maken!

Hierom ben ik op zoek gegaan naar een eenvoudige en effectieve manier om NICAM in te koppelen. Daar de video pre-emphase al in het blikje zit is inkoppelen van het NICAM signaal buiten de module niet mogelijk zonder de pre-emphase er eerst uit te halen en extern te verzorgen.

Na wat zoekwerk bleek er een geschikt punt te zijn waar het signaal kan worden geïnjecteerd! De videokwaliteit verslechtert door de gekozen methode wel een heel klein beetje, maar slechts zo weinig dat het bijna niet merkbaar is.

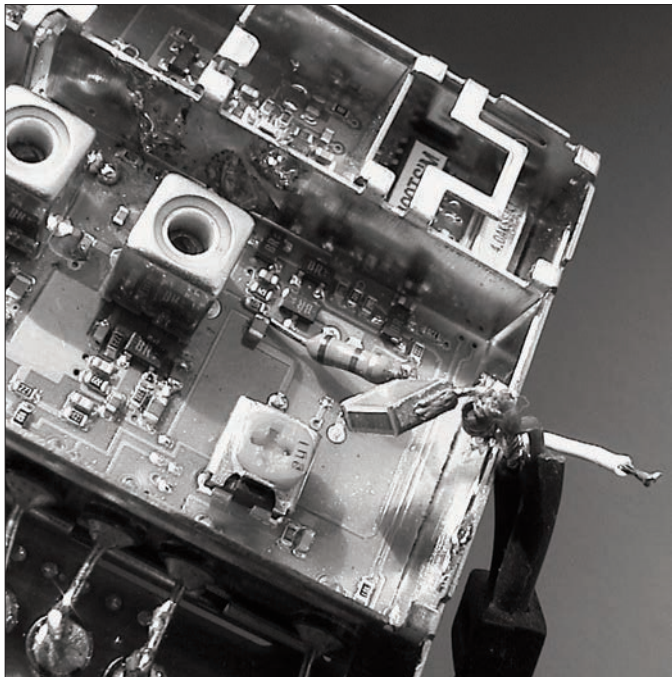


Fig.1

Het schema staat in figuur 1. Het NICAM signaal, afkomstig van de encoder, wordt netjes 75Ohm afgesloten in R1. Vervolgens wordt het signaal via de serieschakeling van R2 en C1 in het blikje geïnjecteerd. Het punt waarop dit gebeurt is te zien op de foto.

De reden dat de videokwaliteit iets slechter wordt, is dat er het videosignaal in de zender belast wordt met de serieschakeling van R2 en C1 (de waarde van R1 is hierbij zo goed als verwaarloosbaar). Het punt waar geïnjecteerd wordt is al relatief hoogohmig. Vergroten van de waarde van R2 geeft wel minder beïnvloeding, maar het NICAM signaal wordt dan weer te zacht. Het kan natuurlijk beter, maar dan is het niet eenvoudig meer....

Het NICAM signaal dat aangeboden wordt moet 'hard' worden gezet. Uitgangspunt hierbij is de grote encoder -zoals via Repeater aangeboden- en/of de kleine (ook de in SMD nageemaakte versie) encoder ontworpen door PE1OBW.

Like many, I have a Comtech 2.4 GHz FM-TV LPD evaluation board. This board holds everything needed to make 40mW of FM (A)TV in the 13 cm band, including two analogue FM carriers. But I want to make NICAM!

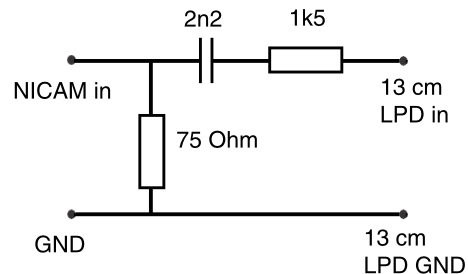


Fig.1

This is why I started the searched for a simple and effective way to insert the NICAM signal. Since the video pre-emphasis is done inside of the RF unit, it is not possible to add the NICAM signal externally without removal of the existing pre-emphasis and addition of external pre-emphasis.

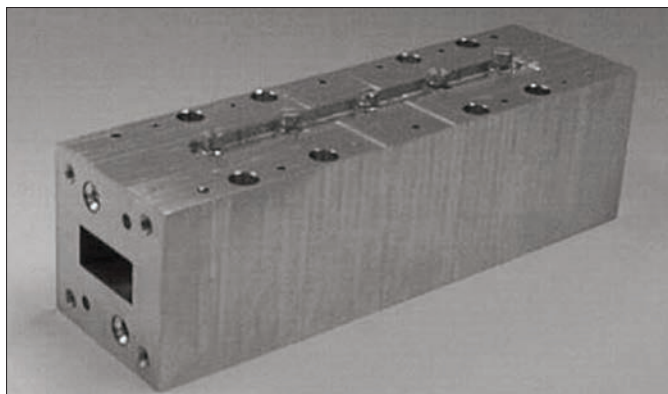
After some experimenting I found a point suitable for NICAM injection! The video quality will suffer slightly by the chosen method, but the influence is so small that it will be hardly noticeable.

Figure 1 shows the circuit diagram. The NICAM signal from the encoder is neatly terminated with 75Ohms by R1. This signal is then injected in the RF unit via the series connection of R2 and C1. The point where the signal is applied to the unit can be identified in the picture.

The reason that the video quality slightly diminishes, is that the series connection of R2 and C1 puts a load on the video signal inside the transmitter (the relative value of R1 makes its influence negligible). The point where the signal is injected is fairly Hi-Z. Increasing R2 will lessen the influence to the video, but the NICAM level will be too low. Of course it can be done in a better way, but then it would no longer be easy...

The applied NICAM signal must be turned up quite 'hard'. My reference here is the big encoder -as previously offered via Repeater- and/or the small encoder (including the SMD copy) designed by PE1OBW.

In verband met een uitbreiding van de Antwerpse ATV repeater ONØMTV (de repeater van de A.R.C.- de Antwerp Repeater Club) werd mij gevraagd om een bandfilter te maken. De uitbreiding bestond onder andere uit het invoeren van een tweede ontvangsfrequentie en een zendfrequentie in de 3 cm band. Het filter moet de twee ontvangskanalen op 10.4 GHz en op 10.45 GHz doorlaten met zo weinig mogelijk insertion loss en een minimum verzwakking van 40 dB op de zendfrequentie van de repeater hebben (10.15 GHz). Daarnaast moest het filter binnen het doorlaatgebied (en zeker in elk ontvangskanaal) weinig amplituderimpel en group delay vertonen.



Theorie

Het filter werd om verschillende redenen uitgevoerd in golfpijp:

1. De antenne heeft reeds een R120/WR75 golfpijp interface.
2. Het filter moet zo weinig mogelijk verzwakking hebben in de doorlaatband.

Berekeningen gaven aan dat het filter gemaakt kon worden met de volgende eigenschappen:

Soort filter:	Chebyshev
Passbandripping:	0.04 dB (komt overeen met ongeveer 20 dB return loss)
Aantal resonators:	5
Bandbreedte:	250 MHz (-3 dB)

Bij filters van de Chebyshev familie zijn de positie van de polen en de waarde van de koppelingen op dusdanige manier verdeeld, dat over de hele passband een gelijke rimpel wordt bekomen. Deze rimpel is in ons geval gekozen op 0.04 dB. Filters van de Butterworth familie (ook maximaal flat amplitude response genoemd), vertonen geen amplituderimpel. De Butterworth filters hebben echter minder steile flanken, waardoor we om de gevraagde 40 dB onderdrukking te halen op 10.15 GHz meer resonatoren zouden moeten gebruiken.

Het doorgangsverlies wordt bepaald door de relatieve bandbreedte ω_r en de kwaliteitsfactor Q van de resonatoren ($\omega_r = 0.25/10.425 = 0.024 = 2.4\%$).

De Q van de resonatoren is onder meer afhankelijk van de afmetingen van de resonatoren, van de oppervlakte-ruwheid en van de elektrische geleidbaarheid van het materiaal waaruit de resonatoren zijn gemaakt of waarmee het basismateriaal is bedekt.

In ideale omstandigheden wordt gekozen voor een op het basismateriaal aangebrachte laag elektrolytisch zilver van ongeveer 10 μm . De dikte van deze laag is afhankelijk van de frequentie; 10 μm is in ons geval voldoende. Als men het basismateriaal verzilverd heeft de keuze van het basismateriaal nog slechts weinig invloed op de Q van de resonatoren. De keuze van het basismateriaal kan nog wel een rol spelen op de temperatuurstabiliteit van het filter. Dit is het gevolg van de lineaire uitzetting van het materiaal. Met als basismateriaal aluminium

Due to expansion of the Amateur Television Repeater in Antwerp, ONØMTV (the repeater of the A.R.C. - Antwerp Repeater Club) I was asked to construct a bandpassfilter.

The expansion included -amongst other things- reception of a second frequency in the 3cm band and the addition of a transmitter in the same 3cm band.

The filter must allow the two RX frequencies (10.4 and 10.45 GHz) to pass with a minimal insertion loss and it must attenuate the transmitter signal (10.15GHz) by at least 40 dB. Additionally the passband ripple should be minimal and the group delay must be constant.

Theory

The filter was built from waveguide due to the following reasons:

1. The antenna has an existing R120/WR75 wg interface.
2. The filter must have minimal insertion loss.

Calculations have shown that a filter could be made which has the following characteristics:

Type of filter:	Chebyshev
Passbandripple:	0.04 dB (this translates into a return loss of approx. 20dB)
Number of resonators:	5
Bandwidth:	250 MHz (-3dB)

With Chebyshev filters the poles and values of couplings are such that ripple is constant over the entire passband. In this case a ripple of 0.04 dB was the design goal. Butterworth filters (which are also called maximally flat amplitude response filters) do not exhibit passbandripple. They are however not as steep as Chebyshev filters and the required 40 dB suppression of the 10.15GHz signal would dictate the use of more resonators.

The insertion loss is determined by the relative bandwidth ω_r and the quality factor Q of the resonators ($\omega_r = 0.25/10.425 = 0.024 = 2.4\%$).

The Q depends on the resonator dimensions, surface irregularities, and the conductivity of the material used to construct or plate the resonators from/with. Ideally, the base material is electrically silver-plated with a layer thickness of approximately 10 μm . The required layer thickness is frequency dependent. In our case, 10 μm is sufficient. When the base material is silver-plated the base material itself hardly influences the Q of the resonators.

The base material can affect the temperature stability of resonator. This is caused by the linear expansion of the material over temperature. With Aluminum or Brass as basematerial the relative frequency shift due to temperature variations is negligible.

If a better temperature stability is a must, INVAR should be used. This material is not only very expensive but it is also very difficult to machine. We chose to use Aluminum as base material because it has a fairly good relative conductivity. In the end we found it would not have been necessary to silver-plate the Aluminum. Something we would have had to do if we would have used Brass. If we would have used pure Copper as opposed to Aluminum (both unplated) the relative conductivity would have been even better. Corrosion would however form rapidly leaving the filter unusable. The weight would of course be higher, but in our case this is not important.

Measurements show an insertion loss of approximately 0.8 dB with non silver-plated Aluminum resonators. A silver-plated version would exhibit an insertion loss of 0.5 dB. Inherent to the filter design a second passband exists (as can be seen in the figure with 10 GHz span). This does not indicate poor filter construction! It is caused by higher order waveguide modes.

This could be eliminated by applying a simple low-pass filter after the passband filter. In our application no signals exist in

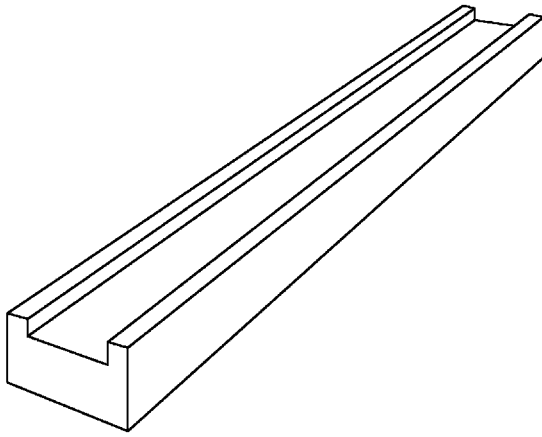


Fig.1-2

of messing is in ons geval echter de relatieve verschuiving van de centrale frequentie ten gevolge van temperatuursvariaties te verwaarlozen. Indien men een grotere stabiliteit vereist, dan is men verplicht om INVAR als basismateriaal te gebruiken.

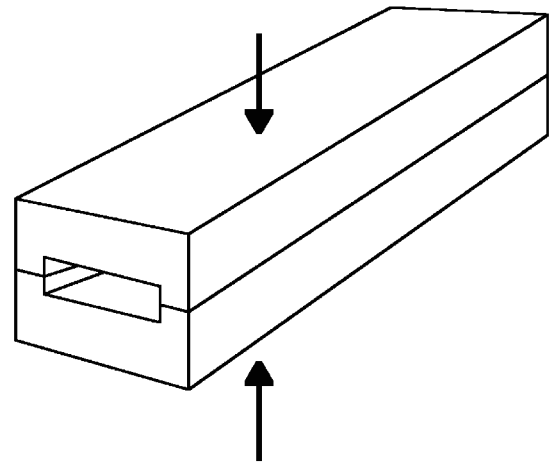
Dit materiaal is niet alleen erg duur, maar vooral moeilijk om te verwerken.

In ons geval is gekozen voor aluminium omdat dit een relatief goede geleidbaarheid heeft. Uiteindelijk is ook gebleken, dat het voor ons doel niet absoluut noodzakelijk was om het filter te verzilveren, wat wel nodig zou geweest zijn indien messing was gekozen. Indien we zuiver koper hadden gekozen in plaats van aluminium (beide niet verzilverd), dan zou dit beter geweest zijn voor de geleidbaarheid, maar het zou niet lang duren vooraleer het filter onbruikbaar wordt als gevolg van oxydatie.

Het gewicht zou natuurlijk ook wel groter zijn, maar dat is in ons geval niet belangrijk.

De gemeten grafieken tonen dat een demping van ongeveer 0.8 dB werd bereikt met niet verzilverd aluminium. Een verzilverde uitvoering zou een waarde van ongeveer 0.5 dB mogelijk maken.

Inherent aan het gebruikte filtertype is dat het filter op hogere frequenties (zoals de grafiek met 10 GHz span aangeeft) een tweede, nieuwe doorlaatkarakteristieken vertoont. Dit wijst niet op een slechte uitvoering van het filter; het is wel het gevolg van de generatie van hogere waveguide modes. Dit zou kunnen weggewerkt worden door na het bandpass filter een low-pass sectie te plaatsen. In het geval van onze repeater is er echter geen enkel signaal in het gebied tussen 16 GHz en 18 GHz dat



the 16-18 GHz frequency range. We decided not to add a low-pass filter since it would only increase the insertion loss.

We can use various design methods for the bandpass filter: we can use waveguide above or under its cut-off frequency.

When used under its cut-off frequency, it acts as an inductance. In this case resonators are to be isolated and tuned to resonate with a discontinuous capacity. This capacitance is usually formed by a screw entering the broad side of the waveguide.

An advantage of this type of filter (which is called an evanescent mode filter) is that it has small dimensions. A big disadvantage is that it is rather difficult to go back to waveguide with standard dimensions. This is why coaxial in- and outputs are more common with this type of filter. Development of an evanescent mode filter is very difficult and needs a lot of 'trial and error' work. This takes a lot of time and work.

I limited the choice to one of three following possibilities constructed in standard R120 waveguide:

1. Inductive window

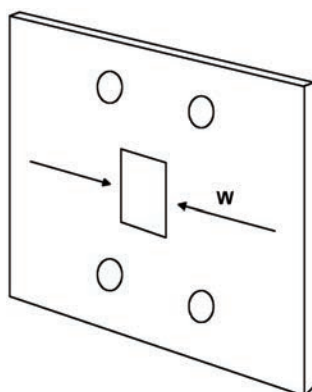
With this type of filter the coupling between the resonators is achieved through a rectangular opening with height a (small internal dimension) of the waveguide, and a variable width.

2. Inductive iris

Similar to the inductive window type, but with round or oval openings.

3. Inductive post

With these filters the resonator couplings are achieved by means of round posts, mounted between the broad sides of the



WINDOW
 $W = W1, W2, \dots$
 $T = 0.5 \text{ mm}$
 $H = 9.525 \text{ mm}$

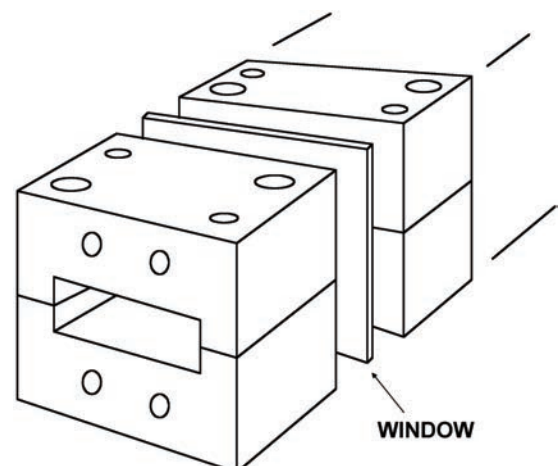


Fig.3-4

storend kan werken. Het supplementair plaatsen van een low-pass filter zou alleen de verliezen vergroten.

We kunnen het golfpijp bandpass filter ook op verschillende manieren ontwerpen: we kunnen namelijk de golfpijp gebruiken boven de cut-off frequentie of onder de cut-off frequentie. Indien we de golfpijp gebruiken onder de cut-off frequentie, dan weten we dat de golfpijp zich inductief gedraagt. We moeten in dit geval de resonators maken door de inductieve stukken golfpijp te isoleren en te laten resoneren met een capacitieve discontinuïteit. Deze soort van discontinuïteiten wordt meestal uitgevoerd als een schroef, die penetreert in de brede zijde van de golfgeleider. Een voordeel van dit type van filters (dat ook evanescent mode filters wordt genoemd) is de kleine afmeting. Het is echter moeilijker om opnieuw over te gaan op standaard golfpijp die nodig is voor de interface. Daarom wordt dit type van filters meestal gemaakt met coaxiale in- en uitgangen.

Het filter moet tevens gedeeltelijk ontwikkeld worden met trial and error methodes, die nogal tijdrovend en tevens werk-intensief zijn.

Mogelijkheden

Ik heb uiteindelijk de keuze beperkt tot één van de drie volgende mogelijkheden in standaard R120 golfgeleider:

1. Inductive window

Bij dit type van filter bestaat de koppeling tussen de resonators uit een rechthoekig venster met een hoogte gelijk aan de afmeting a (interne kleine afmeting) van de golfpijp en een variabele breedte.

2. Inductive iris

Gelijkaardig aan het inductive window type, maar hier bestaat de koppeling uit ronde of ovale openingen.

3. Inductive post

Bij dit type van filter bestaat de koppeling tussen de resonators uit ronde staafjes, die gemonteerd worden tussen de brede wanden van de golfpijp. Deze staafjes (posts) worden symmetrisch verdeeld ten opzichte van de centrale as. Het aantal posts per positie kan variëren van 1 tot 4. Dit type is het eenvoudigst te maken.

Berekeningen

De interne afmetingen van R120 (WR75) zijn $a = 9.525$ mm en $b = 19.05$ mm. De cut-off frequentie voor TE₀₁ mode is 7.87 GHz.

In principe bestaat dit soort van filter uit een serieschakeling van golfpijp resonators, die elk een lengte hebben van een halve golflengte. De golflengte binnenin een golfpijp (l_g) (althoewel in een medium met $\epsilon_r = 1$) is niet gelijk aan de golflengte in de vrije ruimte (l). Deze (l_g) is afhankelijk van de verhouding ten opzichte van de cut-off golflengte en hier ongeveer 42.8 mm.

De lengte van de resonators wordt dan nog beïnvloed door de koppelingen via de inductieve windows. De fysieke lengte van de resonators schommelt rond de 20 mm voor een centrale frequentie van 10.42 GHz. Resonators, die zich tussen smallere windows (midden filter) bevinden, zullen een iets langere afmeting hebben dan de resonators die meer aan de uiteinden van het filter liggen.

Voor de dikte van de windows (afmeting T in figuur 3) werd aluminium van 0.5 mm gekozen. De berekeningen zoals die uitgevoerd werden volgens de procedures zoals beschreven in [1] van de referenties, veronderstellen alleen propagatie volgens de TE₀₁ mode. Ten gevolge van verschillende factoren zullen er echter hogere modes propageren binnen het filter. Om deze reden werden de resultaten van de analytische procedure volgens [1] geverifieerd met een simulatie met een CAD simulatie programma WIND [2], dat rekening houdt (of kan houden) met hogere modes. De verkregen originele resultaten werden dan hiermee gecorrigeerd.

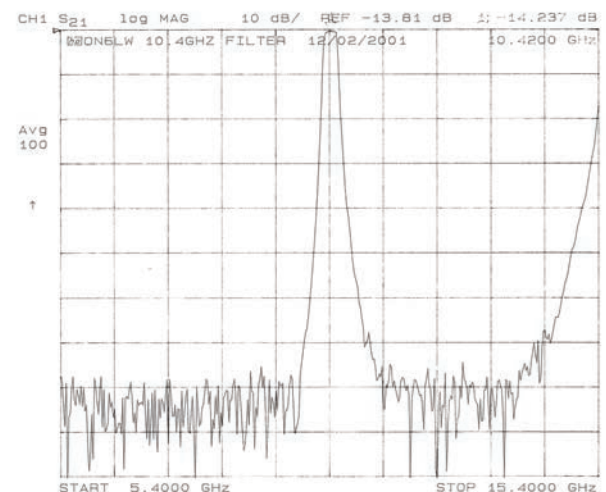
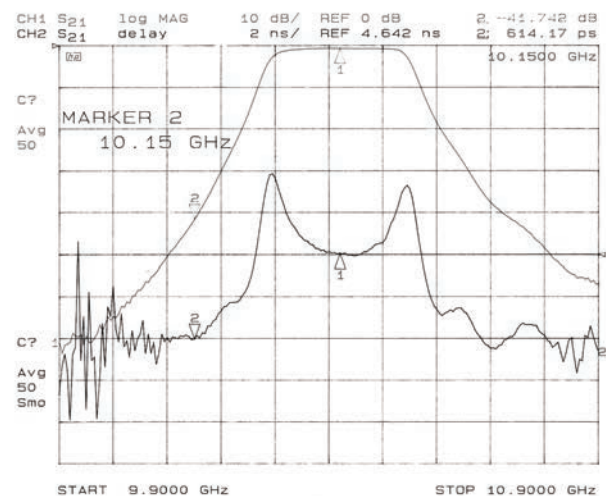
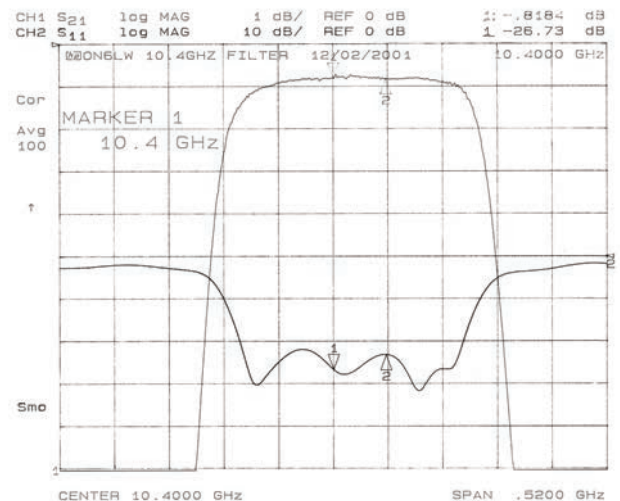


Fig.5-7

waveguide. The posts are placed in symmetry to the central axis. The number of posts can vary between 1 and 4. This type of filter is the easiest to construct.

Calculations

The internal dimensions of R120 (WR75) are $a = 9.525$ mm and $b = 19.05$ mm. The cut-off frequency for TE₀₁ mode is 7.87 GHz. In principle this type of filter consists of a number of wave-

Uiteindelijke afmetingen:

Breedte van window (mm)	Lengte van resonator (mm)
Window 1	9.13 - Resonator 1
Window 2	5.21 - Resonator 2
Window 3	4.56 - Resonator 3
Window 4	4.56 - Resonator 4
Window 5	5.21 - Resonator 5
Window 6	9.13

Tabel 1

Realisatie

Het filter is gefreesd uit een aluminium profiel van 40 x 20 mm (zie figuur 1). Eerst is een stuk van 400 mm lang afgezaagd, waaruit een gleuf van 19.05 mm breed (afmeting b van golfgeleider) met een diepte van $9.525 \text{ mm} / 2 = 4.762 \text{ mm}$ kan worden gefreesd. Door dit stuk in twee gelijke delen te verdelen en dan met de gleuven exact tegenover mekaar te plaatsen krijgen we een blok van 40 x 40 mm met lengte 200 mm (zie figuur 2). Dit blok is dan eigenlijk een R120 golfpijp met een buitenafmeting van 40 x 40 mm. De reden om deze afmetingen aan te houden is simpelweg omdat de uiteinden kunnen dan compatibel gemaakt kunnen worden met standaard UBR120 flenzen, die 38 x 38 mm zijn.

Op dit blok worden dan (met wat reserve) de zaagsneden afgetekend waaruit we blokjes kunnen zagen. Deze blokjes komen in lengte overeen met de vijf resonatoren en als supplement twee stukken (ongeveer 15 mm lang) waar de nodige M4 getapte gaten in moeten gemaakt worden voor de flenzen.

Voor het blok in stukken te zagen worden de twee helften uiteraard opgelijnd en tegen elkaar geschroefd met 4 inbus bouten M3 per resonator en 2 inbus bouten M3 per blokje voor elke flens.

Op dit moment moest ik met dank de hulp inroepen van ON1DOZ, die met een zaagfrees het grote blok van 200 mm lang op de aangegeven zaagsneden in stukken kon zagen met de benodigde lengte (figuur 4). Het resultaat was 7 stukken R120 golfgeleider van 40 x 40 mm. Van deze stukken heb ik de zaagsneden vlak gefreesd en elk stuk op de juiste lengte gemaakt volgens de hierboven aangegeven tabel (tabel 1). Omdat we uiteindelijk een serieschakeling van de 5 resonators plus de twee flenseinden willen krijgen, worden alle 5 resonatorstukken voorzien van 4 gaten $\varnothing 4 \text{ mm}$ met de bedoeling om hier draadeinden door te steken van M4. Hetzelfde gebeurt met de 6 aluminium plaatjes waarin de rechthoekige window openingen worden gemaakt. Deze worden bevestigd op de daarvoor bestemde plaats tussen de resonators en tussen de uiterste resonators en de flenzen. In de blokjes waarin de flenzen zijn gemaakt worden twee diagonale gaten gemaakt die getapt zijn met M4 en twee andere diagonale gaten met een kleine verzinken holte om er een schuinkop M3 bout in te schroeven. Overeenkomstig kan er op de kop van het M4 draadeinde een gat worden geboord en getapt met M3. Op deze manier kunnen alle 7 stukken stevig tegen mekaar bevestigd worden.

De flenseinden worden tenslotte voorzien van 4 gaten M4 volgens de afmetingen van de standaard UBR120 flens.

Alhoewel het niet echt nodig bleek werd in het midden van elke resonator nog een schroef voor de optimale afregeling bevestigd, waarmee de Fo van elke resonator kan verlaagd worden. Dit soort hulpmiddelen moet zoveel mogelijk vermeden worden, omdat het supplementaire verliezen kan introduceren. In ons geval was de penetratie van de regelschroeven gelukkig slechts een paar tienden van een millimeter, waardoor er geen extra verliezen zijn.

De buitenafmetingen werden afgefreesd op 38 x 38 mm (= afmetingen van standaard flens). Om het filter te beschermen

guide resonators connected in series. Each resonator is $\lambda/2$ wavelength. The wavelength within the waveguide (l_g) is not the same as in free air (in both, $\epsilon_r=1$). This wavelength (l_g) depends on the ratio to the cut-off wavelength and is 42.8 mm in our case.

Couplings via the inductive windows further influence the length of the resonators. The physical length of the resonators lies around 20 mm for the central frequency of 10.42GHz. Resonators situated between narrow windows (in the middle of the filter) will be slightly longer than the resonators at the outer ends.

The window thickness (dimension T in figure 3) is determined by the choice of 0.5mm aluminum. The calculations were done according to the procedures as described in reference [1].

These calculations assume TE01 mode propagation only. However, due to various factors higher order modes will propagate within the filter. Because of this, the results from this method [1] were verified in a simulation with the CAD program WIND [2] that takes in account the effects of higher order modes. The calculated results were corrected with the results from the simulation.

Resulting dimensions:

Width of window (mm)	Length of resonator (mm)
Window 1	9.13 - Resonator 1 - 18.92
Window 2	5.21 - Resonator 2 - 20.67
Window 3	4.56 - Resonator 3 - 20.78
Window 4	4.56 - Resonator 4 - 20.67
Window 5	5.21 - Resonator 5 - 18.92
Window 6	9.13 -

Tabel 1

Realization

The filter is milled from an Aluminum profile of 40 by 20 mm (see figure 1). First, a 400 mm long piece is cut. A slot of 19,05 mm wide (dimension b of the waveguide) by a depth of $9.525 \text{ mm} / 2 = 4.762 \text{ mm}$ is cut from this. By sawing this piece in half and placing the cutouts exactly in opposite of each other a 40 by 40mm block with a length of 200 mm results. This is a R120 waveguide with 40 by 40 mm exterior dimensions. This makes that the ends can be made compatible to UBR120 flanges, which measures 38 by 38 mm.

From the 200 mm long block, the five resonators can be marked to be cut. Two extra pieces of approximately 15 mm long are marked. From these extra pieces the UBR120-compatible flanges can be made. Before cutting the block the two halves have to be aligned and each resonator fixed by 4 x M3 inbus, the flanges by 2 x M3 inbus. At this moment I turned to ON1DIZ, who was able to precisely cut the pieces (see figure 4) from the 200 mm block according to the markings. I now had seven pieces of R120 waveguide 40 by 40 mm. I polished the sawed sides and made each resonator to the exact length as shown in the table above (table 1). Since we will end up with a filter consisting of the five resonators in series plus two 'connectors', each part gets drilled with four 4mm holes through which a rod with M4 thread can be run to fix the filter elements. 4mm Holes also have to be drilled in the 6 aluminum plates in which the rectangular window openings are made. The aluminum plates are placed between the resonators and between the resonators and flanges. In each flange two M4 threaded holes are made diagonally across the flange to hold the M4 threaded rod. Two diagonally drilled countersunk 3 mm holes are made to hold M3 screws. By drilling 3 mm holes in the ends of the M4 threaded rod and putting M3 thread inside, the complete filter can be assembled. Finally, drilling four M4 threaded holes according to the dimensions of standard UBR120 finishes the flange.

tegen intrusie van vocht is het filter aan de buitenzijde nog voorzien van verschillende lagen epoxy verf.

Meetresultaten

De volgende grafieken tonen de meetresultaten van het filter (niet verzilverd) zowel in de passband als erbuiten (figuur 7).

De fijnregeling verliep vlot en zonder problemen werd de beoogde 20 dB return loss (V.S.W.R. ≈ 1.2) bereikt. Figuur 5 toont de positie van de twee ontvangstkanalen binnen de band-doorlaat (marker 1 en marker 2). In figuur 6 kan men zien dat de berekende verzwakking op de zendfrequentie van 10.15 GHz (marker 2) bereikt werd met een waarde van 41.7 dB.

Tenslotte

Een normaal produktiemodel van een dergelijk filter zou natuurlijk niet op deze manier gemaakt worden omdat dit veel te duur zou worden. Ik heb deze methode gebruikt omdat het eenvoudig is om veranderingen aan te brengen aan het originele ontwerp. Zo kan ik bijvoorbeeld een resonator vervangen door een andere zonder een compleet nieuw filter te moeten maken. Meestal wordt dit soort filters gemaakt uit een stuk standaard golfgeleider waarin gleuven gezaagd worden. De windows worden dan vervaardigd uit eenvoudige kleine plaatjes, die in de gleuven worden gestoken vooraleer gesoldeerd te worden.

Alle onderdelen moeten wel op voorhand verzilverd worden omdat het nadien niet meer mogelijk is alle delen te bereiken. Bij het solderen moet men er op letten dat er geen soldeersel doorvloeit tot de binnenzijde van het filter omdat dit zou resulteren in extra verlies. Solderen gebeurt alleszins met zilver solder.

Geïnteresseerden kunnen mij voor extra info altijd bereiken via email: on6lw@antverpia.com

Referenties

- [1] Microwave filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures;
Authors: G. Matthei, L. Young & E. M. T. Jones; Artech House.
- [2] WIND V2.0 – ESA – ESTEC (XRM) 1994,
Noorwijk Nederland

ges. Although we found it was not really necessary, a fine-tuning screw was mounted in the middle of each resonator with which the Fo of the resonators could be lowered. In optimal situations this is not needed nor desired since it can also introduce extra insertion loss. Luckily in our case the screws entered the resonators just a few tenths of a millimeter causing no extra loss. The outer dimensions of the filter are reduced to 38 by 38 mm (dimensions of the standard UBR10 flange). To protect the filter against intrusion of water/humidity it is painted with a number of layers of epoxy paint.

Test results

The following graphs show the test results of the filter (non silver plated) both in-band and out-of-band (see figure 7).

The fine tuning went quick and the input return loss of 20 dB (VSWR $< 1:1.2$) was easily achieved. Figure 5 shows the position of the two receiver frequencies within the bandpass curve (markers 1 and 2). Figure 6 shows that the calculated attenuation of the transmitter signal at 10.15 GHz (marker 2) is 41.7 dB.

Conclusion

A normal production model of such a filter would normally not be fabricated in this way since it would be too expensive. I used this method to be able to change (elements of) the original design. It would be easy to replace a resonator without the need to reconstruct the entire filter. Usually a filter like this would be made from a standard waveguide in which slots would be sawed. The windows would be constructed from simple small plates soldered in place in the slots of the waveguide. All parts would have to be silver plated beforehand, since it would be impossible to do afterwards. When soldering the plates in place, no excessive solder should enter the resonator since this would increase the insertion loss of the filter. Soldering would of course take place with silver-solder.

Those who are interested can contact me for extra information via email: on6lw@antverpia.com

References:

- [1] Microwave filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures;
Authors: G. Matthei, L. Young & E. M. T. Jones; Artech House.
- [2] WIND V2.0 - ESA - ESTEC (XRM) 1994,
Noorwijk, The Netherlands

Repeater

is looking for foreign correspondents.

Are you **interested?**

Contact CCH Media

See the Colophon in this issue!

British Amateur Television Club

The BATC was founded in 1949 with the aim then, as now, to encourage and co-ordinate the activities of amateurs involved in all aspects of television as a hobby. The Club is the largest such specialist organisation in the World and is affiliated to the Radio Society of Great. To ensure that ATV is properly represented, the Club liaises with other international ATV organisations and has been represented at international policy making conferences.

CQ-TV

The cornerstone of the Club is its quarterly magazine 'CQ-TV'. CQ-TV is known throughout the World as one of the leading source of information for the television amateur, and is regularly read in over thirty countries.

Membership is currently £15.00 for 1 year, £29.00 for 2 years. This includes postage within the EEC, and surface postage world wide. Airmail postage outside the EEC is £6.00 per year extra.

Info:

Dave Lawton,
6 East View Close
Wargrave,
Berkshire,
RG10 8BJ
United Kingdom
<http://www.batc.org.uk>
email: memsec@batc.org.uk

£3.75 ISSN 1466-6790

BATC

CQ-TV 194

Video CD

Microsoft

May 2001

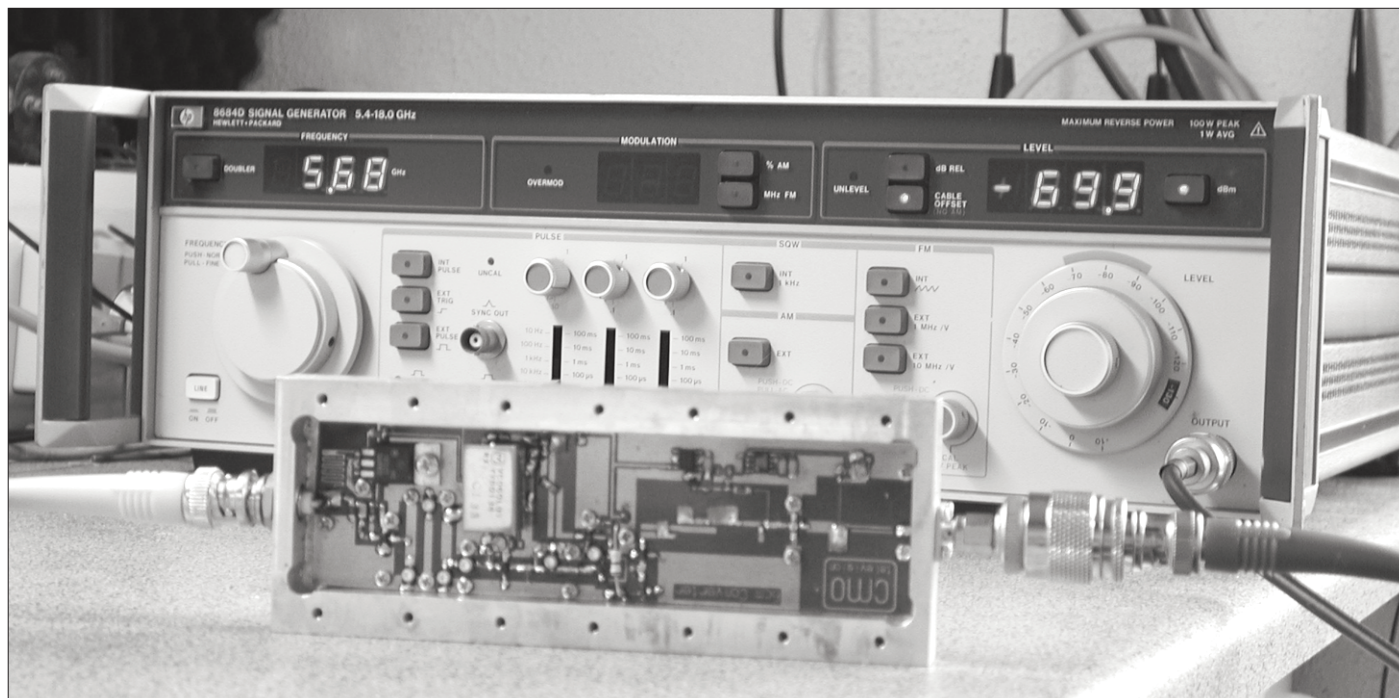
www.cq-tv.com

In mijn vorige verhaal (Repeater Vol.5/Iss.1) heb ik de eerste experimenten met een ontvangst converter beschreven. Hoewel de eerste experimenten bemoedigend waren heb ik later een meet generator kunnen lenen zodat er echte metingen aan de converter gedaan konden worden. Aan de hand van de metingen kon men diverse verbeteringen doorvoeren.

In the past article I described my first experiments with the receive converter.

Although the initial experiments were encouraging, I recently borrowed a test generator which allowed me to do actual measurements.

The test results provided the information needed to further optimize the converter.



Als eerste werd de frequentie vermenigvuldiging onder handen genomen. In ons vorig verhaal werd al gesproken dat de VCO met diode vermenigvuldiging van invloed was op de ontvangst gevoeligheid. De metingen bevestigden dit. Met een diode vermenigvuldiging was na enig experimenteren wel een optimum te vinden, (een optimum die hetzelfde deed als een SNA 286 (ERA 2) vermenigvuldiger), maar het werkgebied was beperkt. Nadat de diode was vervangen door een SNA 286 (=ERA 2) bleek dat de instellingen veel minder kritisch waren, en een eenvoudige afstemming het goed resultaat gaven.

Hierna ging ik de voorversterker optimaliseren.

De MGF 1302 gaf een redelijk resultaat. Met behulp van een ingangs vaantje en een uitgangs vaantje kon men al snel een optimaal resultaat behalen. Dit resultaat week niet veel af van de eerste experimenten.

Nadat ook de voorversterker was geoptimaliseerd kon men op de spectrum analyser de eerste resultaten meten. Al snel bleek dat ondanks de goede resultaten dat de totale gain te laag was. Men kon wel een paaltje zien, maar ondanks dat de analyser op de gevoeligste stand stond, geen ruistoe name. Dit kon men oplossen door een extra versterker trap met de SNA 386.

Nu gaf de spectrum analyser een hogere ruisvoet dan zijn eigen ruisvoet, zodat man eindelijk de gevoeligheid kon meten.

Nu heb ik ooit eens bepaald dat voor een ruisgetal van 1 dB ik in deze meetopstelling een signaal van -74 dBm op de spectrum analyser 40 dB boven de ruisvoet moet zijn in 300 kHz resolutie bandbreedte.

Met de MGF 1302 haalde ik een gevoeligheid van -68 dBm voor 40 dB signaal ruis afstand. Dit resulteert in een ruisgetal van 7 dB. Leuk om te weten, maar met 7 dB ruisgetal ben ik niet tevreden.

Door de MGF 1302 te vervangen door een HP HEMT (ATF ??350) voor DM 3,00 (verkrijgbaar op de radio markten), haalde

The first item to be addressed was the frequency multiplier. I had already discovered and described how the VCO with its diode multiplier influenced the sensitivity. The tests confirmed this. After some experimenting an optimum could be found yielding results that can also be had with a SNA286 (ERA2) multiplier, but still with less dynamic range. Replacing the diodes by a SNA286 gave a far less critical multiplier which is fairly easy to align.

Now, I started to optimize the pre-amplifier.

The stage with the MGF1302 was pretty good. Using a small vane on both input and output, tuning is easy and results are optimal. These results were similar to the results in the initial experiment. After optimizing the pre-amp, the spectrum analyser was used to measure noise and sensitivity. It seemed the overall gain was too low since a signal was visible but the noise-floor did not rise. This was solved by an extra stage with the SNA286.

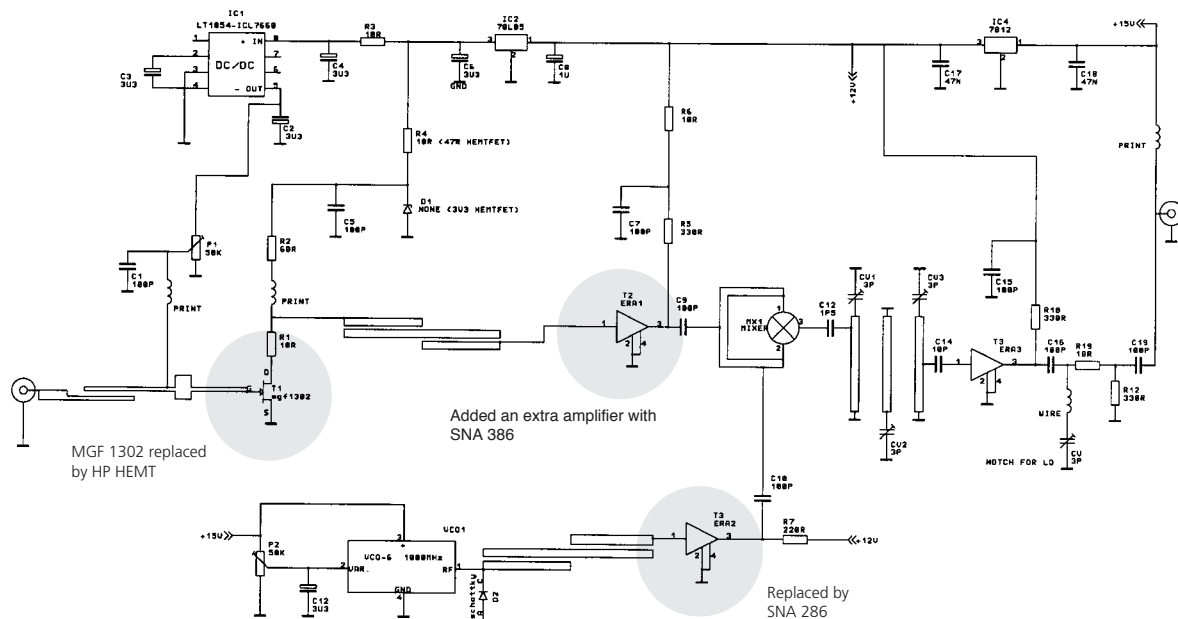
This raised the noise floor on the spectrum analyser so finally the converter sensitivity could be measured.

With my test-setup a noise figure of 1 dB is read when a signal of -74 dBm is displayed with 40 dB of signal to noise ratio, using a resolution bandwidth of 300 kHz.

With the MGF1302 I needed -68 dBm for the aforementioned 40 dB S/N ratio. This is a noise figure of 7dB. Nice to know, but not quite satisfactory!

Replacing the MGF1302 by a HP HEMT (ATF ??350) at the cost of a mere 3 Deutschmarks, I needed -70 to -71 dBm for 40 dB of SNR. Yielding a noise figure of 4-5 dB.

This lower noise figure was not achieved by the lower NF of the FET, but by the fact that the HEMT provided more gain on the input. So in effect every dB of extra gain directly influences the NF of the converter (up to a point, of course).



ik een resultaat van -70 a -71 dBm voor 40db signaal ruis. (ruisgetal 4 a 5 dB).

Dit ruisgetal werd niet behaald door het iets lagere ruisgetal van de FET, maar door de hogere versterking. Ondanks dat de converter nu een goed signaal geeft blijkt dat elke dB meer versterking direct invloed heeft op het ruisgetal.

Helaas kan ik in het huidige ontwerp bij de ingangsversterker geen extra versterker trap kwijt, hoewel een ruisgetal van 4 a 5 dB niet slecht genoemd mag worden.

Een tweede versterker, welke meer versterking heeft dan de 10 dB die de SNA 186 (=ERA 1) geeft op 5,7 GHz was niet voor handen.

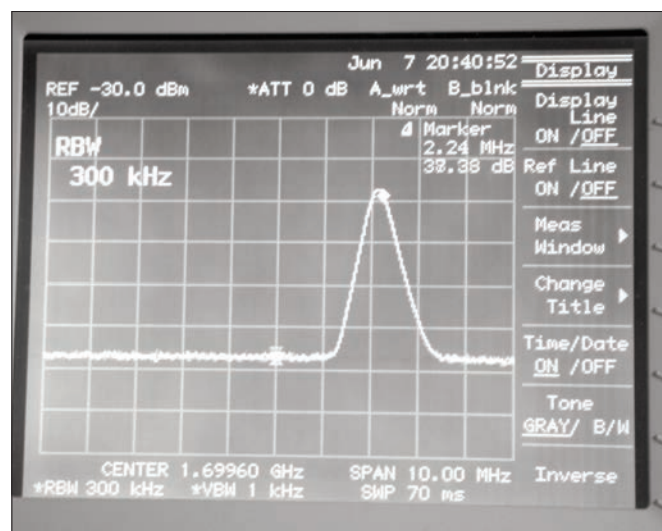
Gezien de ruis die de aarde geeft (1,5 a 2 dB), en de meetresultaten zou men nog ongeveer 3 db kunnen winnen voor een optimaal resultaat.

De doorgaande gain lag rond de 28 dB.

De lowcost zender is reeds in ontwikkeling, maar er is helaas nog onvoldoende gegevens beschikbaar voor publicatie, dus komt dit in de volgende Repeater

Bij voldoende belangstelling wil René PE1CMO de ontwerpen op de markt brengen.

Info: rstevens@hfprints.nl



Measuring results

Unfortunately the current design does not allow for an extra gain stage. A NF of 4 to 5 dB is nothing to be ashamed of and a second amplifier, providing more than the SNA186s' (ERA1) gain of 10 dB @ 5,7 GHz was not at hand. Since the earths' noise floor lies at 1,5 - 2 dB and the above test results, another 3dB improvement should be possible for optimal results. The total converter gain was 28 dB.

The low-cost transmitter is currently being developed but at the moment insufficient information is available to publish an article so this will be published in the next issue of Repeater.

If enough people are interested, René PE1CMO will market the designs.

Info: rstevens@hfprints.nl

Op een van de amateurbeurzen viel mijn oog op de CGY196. Een goedkope GaAs MMIC (3 voor f 37,50) waar op eenvoudige wijze een FM versterker mee kan worden gemaakt. Het frequentiebereik waar de CGY voor gemaakt is loopt van 800 tot 3500 MHz. Het uitgangsvermogen bedraagt bij 3 V al een half Watt. Ik zag dit wel zitten voor ATV op 13. Reden om er drie te kopen!

Toepassing

De CGY196 is bedoeld voor GSM-achtige toepassingen waar gedurende korte momenten (pulserend) veel vermogen nodig is. Continue bedrijf zoals bij ATV is mogelijk maar daarbij moet de dissipatie in de gaten gehouden worden. Gezien de specs in de datasheet leek een continue uitgangsvermogen van 500 mW me probleemloos mogelijk.

Schema

500 mW uitgangsvermogen wordt al bereikt bij een voedingsspanning van 3 V. De opgenomen stroom bedraagt hierbij maximaal zo'n 450 mA.

Stel dat de voeding in de shack op 13 V staat, dan zou er in de voeding van de CGY196 een vermogen van $(13 \text{ V} - 3 \text{ V}) \cdot 0,45 \text{ A} = 4,5 \text{ W}$ gedissipeerd worden. Oeps! Een geschakelde voeding dan maar! Maar hoe? Een eenvoudige, compacte en betaalbare oplossing komt van National. Hun Simple Switcher serie heeft een hoog rendement (ca. 90 %) en zou dus maar zo'n 450 mW hoeven dissiperen. Ik heb gekozen voor een 3V3 type. Het aanstuurvermogen van de CGY196 mag tussen 0,1 en 10 mW ligen (max 20 mW) waarbij het rendement vanaf 1 mW optimaal is. Een ingangsverzwakker maakt het mogelijk verschillende aanstuurvermogens te kunnen gebruiken. Bovendien verbetert de ingangs VSWR met een dergelijke verzwakker, omdat de impedantie dan nog voornamelijk door weerstanden wordt bepaald.

On one of many radio amateur flea-markets I saw the CGY196. A cheap GaAs MMIC (3 for only 17 Euro) which is intended to be used in an FM amplifier with a low component count. The frequency range the CGY196 covers, extends from 800 to 3500 MHz. The output power is 0,5 Watt at a 3 V supply. I thought this was promising enough to buy three of these MMIC's!

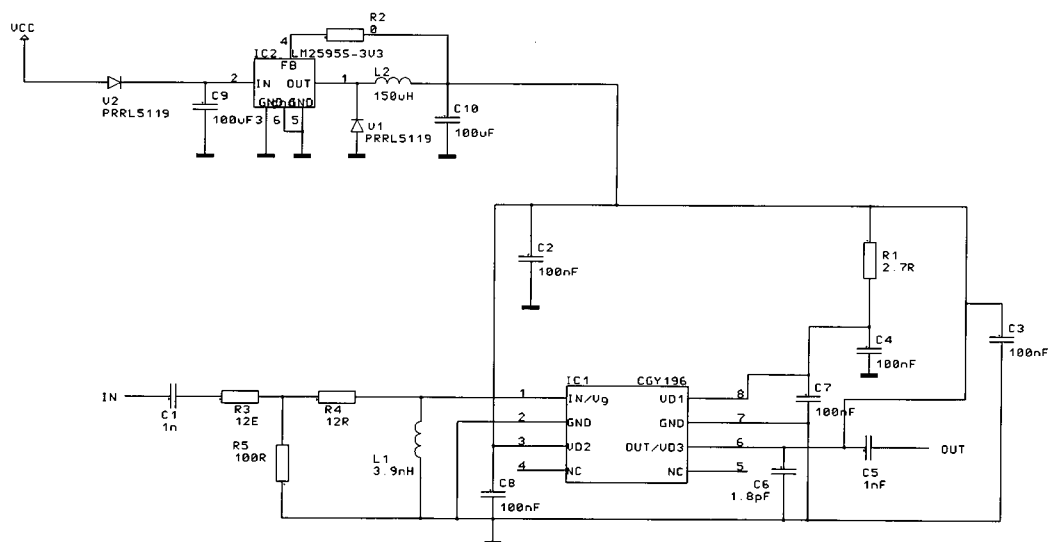
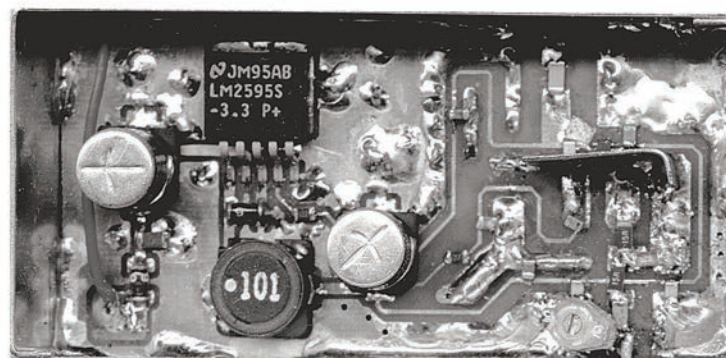
Application

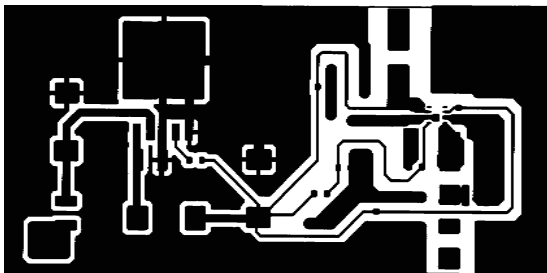
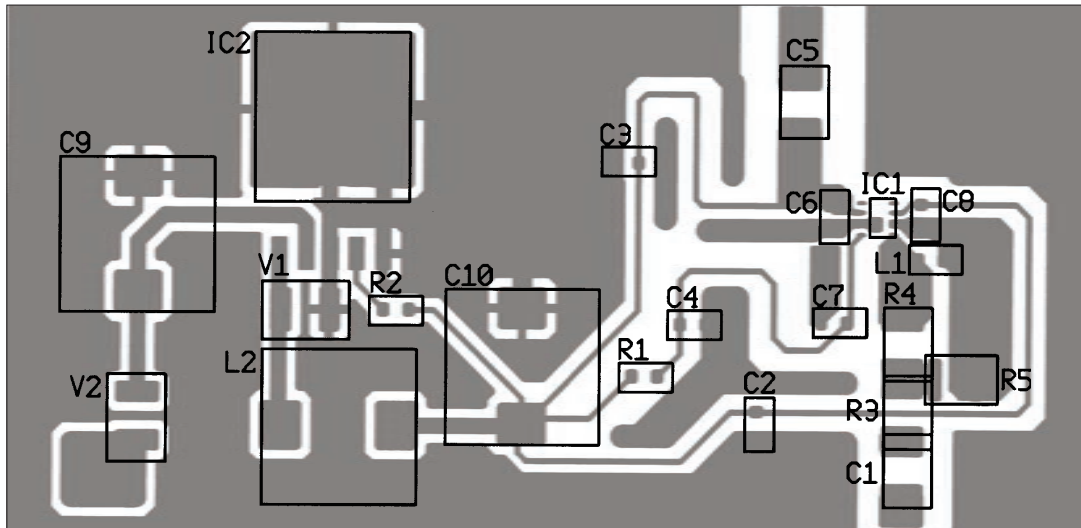
The CGY 196 is targeted for GSM / spread spectrum applications where short high-power bursts are needed. Continuous wave operation as with ATV is possible, but the maximum dissipation must be limited. Investigating the specifications in the datasheet I figured a continuous output power of 500 mW should be possible without any problems.

Circuit diagram

500 mW output power is achieved at a power supply of 3 V only. The maximum current to the device will be in the order of 450 mA. Now assume the power supply in the average shack is set at 13V. The regulator needed to power the CGY196 would have to dissipate $(13 \text{ V} - 3 \text{ V}) \cdot 0,45 \text{ A} = 4,5 \text{ W}$. BIG OOPS! A switched mode power supply then maybe?

But how? A simple, compact and affordable solution comes from National. Their Simple Switcher series has a high efficiency (approx. 90%) and would have to dissipate 450 mW only. I chose to use the 3V3 type. The drive power into the CGY196 must lie between 0.1 and 10 mW (max. 20 mW). Optimum efficiency will be achieved with a drive power starting from 1 mW. An input attenuator is included and can be matched to the available power. An other advantage of the input attenuator is the improved input VSWR.





Ontwerp

In de datasheet van de CGY196 staat een ontwerp voor 2.4 GHz. Het gebruikte substraat wordt hierin echter niet beschreven. Daarom heb ik een en ander grofweg omgerekend naar standaard 1,6 mm dik FR4. Uitgangspunt hierbij waren de 50 Ohm in- en uitgangen van de applicatie. Het ontwerp past in een standaard blikken doosje van 37 bij 74 mm. (bijvoorbeeld de Top Tin 2-30)

Opbouw

De CGY196 zit in een wel erg kleine behuizing. Het etsen van de print en het opbouwen vraagt dan ook om wat ervaring en geduld.

Nadat de print passend gemaakt is voor de behuizing, moeten de massa's aan de bovenzijde worden doorverbonden met de massa aan de onderzijde. Boor hiertoe langs alle massa-randjes om de paar millimeter een klein gaatje, en 'rijg' een dun koperdraadje door de gaatjes. Soldeer dit alles vast. Om goede HF eigenschappen te krijgen, is het erg belangrijk dit echt langs alle massa-randen rond de CGY te doen!!!!

Soldeer alle SMD's (zie stuklijst) op de aangegeven plaatsen, de CGY als laatste maar soldeer de massa-pootjes nog niet!

Maak in de behuizing de gaatjes voor de SMA connectoren en de voeding (doorvoer C). Soldeer de behuizing in elkaar, soldeer de print in de behuizing. Om de CGY te koelen moet een strookje blik van een uitsparing worden voorzien en wel zodanig dat het blik contact maakt met de 'brede' aansluitingen van de CGY. In- en uitgang kunnen nu voorzien worden van een SMA chassisdeel.

Verder blijkt een ingangs-spoel van ca. 220 $\mu\text{H}/1\text{A}$ geen overbodige luxe. Deze kan zwevend gemonteerd worden tussen de print en de doorvoer-C. Op de foto van het prototype is deze spoel (nog) niet gemonteerd. Verder is het prototype voorzien van een 100 μH spoel (L2) dit kan dus ook.

Gebruik

De CGY196 trekt ook zonder aansturing al flink wat stroom.

Design

In the datasheet of the CGY196 a design is published for the 2.4 GHz band. The data of the substrate used for the reference design is not given (duh). This is why I roughly translated the design to standard 1,6 mm FR4. I based my calculations on the 50 Ohm striplines present at in and output. The pcboard fits in a standard tinned enclosure of 37 x 74 mm. (Top Tin 2-30).

Construction

The CGY196 is a very small device. Etching of the printed circuit board and soldering the components is difficult and requires some experience and patience!

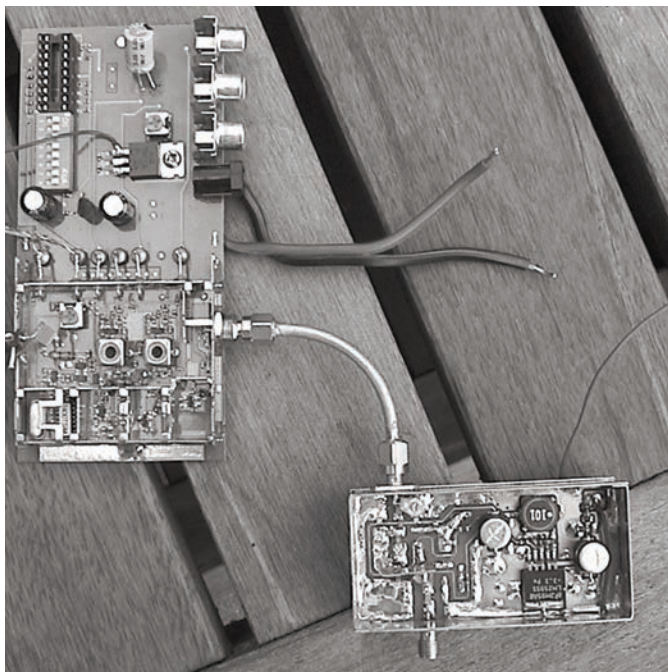
After matching the board to the enclosure the ground planes on both sides have to be connected. To do this: drill holes a few millimeters apart alongside the ground planes, put a small wire through and solder these to both sides of the board. To ensure proper RF performance it is very important to do this especially near the MMIC.

Next, mount all SMD devices (see the partslist), CGY last - but do not solder its ground terminals yet!

Make all necessary holes in the enclosure (SMA connectors, power supply feed-through capacitor). Make (solder) the enclosure and solder the board in the enclosure. To cool the CGY196 cut a small piece (10 x 20 mm or so will do) of tinned brass/copper of 0.5 mm thick (I.E. same material as enclosure) and make a small cut-out in the middle of one of the 20 mm wide sides. This cut-out must fit exactly over the CGY196, physically contacting the ground terminals to ensure good thermal conduction. Solder the plate to the CGY196 and to ground (see the picture).

Next, the input and output can be fitted with an SMA connector and the feedthrough C can be mounted.

I found that an extra input inductor of 200 $\mu\text{H}/1\text{A}$ was no luxury. This inductor can be mounted between the board and the feedthrough capacitor. The picture of the prototype does not show this inductor. Furthermore, the prototype was fitted with a 100 μH inductor for L2 - also a valid value.



Ik heb als aansturing een 'van Dijken' 13 cm zendertje gebruikt (zie foto). Meer dan genoeg aanstuurvermogen (ca. 40 mW) en lekker breedbandig. Enige aanpassing bleek nodig; het blikje is duidelijk niet 50Ohm uit (in de specs van het blikje staat inderdaad dat het een 75Ohm uitgang is). De aanpassing kan eenvoudig verkregen worden door een klein (1-5 pF) trimmertje op de ingang te plaatsen en af te regelen op maximaal vermogen. De instelling is niet kritisch. Bij 3,3 V voeding is het me niet gelukt de CGY196 stuk te maken, ongeacht de belasting. Bij 4V lukte dit wel (antenne weg, CGY weg) en bij 5V ging de CGY al met goeie belasting na enige tijd stuk. Op 4V is de output slechts een dB meer, dus het loont de moeite niet.

SMD onderdelen

De print is gedeeltelijk ontworpen voor 0805 SMD's. Lukt het niet deze te verkrijgen gebruik dan de 1206 versies. Het solderen is wat lastig omdat de soldeervlakjes dan te klein zijn en te dicht op elkaar liggen, maar het kan en het werkt net zo goed.

Tot slot

Het uitgangsvermogen ligt op 500 mW (gemeten met een echte power meter, waarvoor mijn dank aan Mischa, PE1OKZ) en loopt niet terug bij warm worden. Het kan zijn dat het schakelen van de simple switcher via de voeding zichtbaar wordt in het video, ondanks de bovenomschreven extra spoel. Extra ont koppelen van de simple-switcher uitgang verergert zulke problemen. NIET DOEN DUS! Ontkoppelen aan de ingang mag wel. Op de foto is te zien dat de uitgang een beetje is aangepast. In het uiteindelijke printontwerp is deze aanpassing openomen. Maar experimenteer vooral!

Use

The MMIC draws a considerable amount of current even when no RF is applied. I used a 13 cm LPD (A)TV transmitter (see picture). With 40 mW it delivers more than enough drive power and it covers the entire 13 cm band. A small modification was needed since the transmitter was obviously not 50 Ohm. (the specs of the Comtech TX units state 75 Ohm). Fortunately a small 1-5 pF trimmer capacitor on the input makes it very easy to adjust for maximum output power. The setting of the trimmer-capacitor is not critical.

At 3V3 I was not able to damage the CGY196, regardless of the load presented at the output. At 4 V device failure does occur when no proper load is connected for a few seconds. At 5 V the CGY failed even with a proper 50 Ohm load. When using 4V the output power increases by only 1dB, so it is really not worth risking device failure.

SMD components

I designed the board for 1205 and 0805 SMD's. If you can not find some of the 0805 parts, just use the same value in 1205. Soldering them in place will be a little more difficult but it will work fine.

Conclusion

The output power lies at a very stable 500mW (measured using a real power meter, thanks to Mischa, PE1OKZ). The output power does not change over temperature.

It is possible that the switching of the regulator is visible via the power supply. Extra decoupling at the regulator output actually worsens this situation, so DON'T do this! Further input decoupling is allowed.

The picture shows that the output was tuned for maximum output power. This modification is included in the final PCB. But by all means do feel free to experiment if you feel like it!

STUKLIJST - PARTLIST

Weerstanden - Resistors

R1	2R7 / 0805
R2	OR / 0805 (draadje - wire)
R3,4	12R / 1206
R5	100R / 1206

Condensatoren - Capacitors

C1,5	1nF / 1206
C2,3,4,7,8	100nF / 0805
C6	1p8 / 0805
C9,10	100uF 25V

Spoelen - Inductors

L1	3n9 / 0805 *
L2	150µH TDK - SLF10145

*Alternatief: draadje 5 *0,5mm in boogje; geheel niet kritisch!

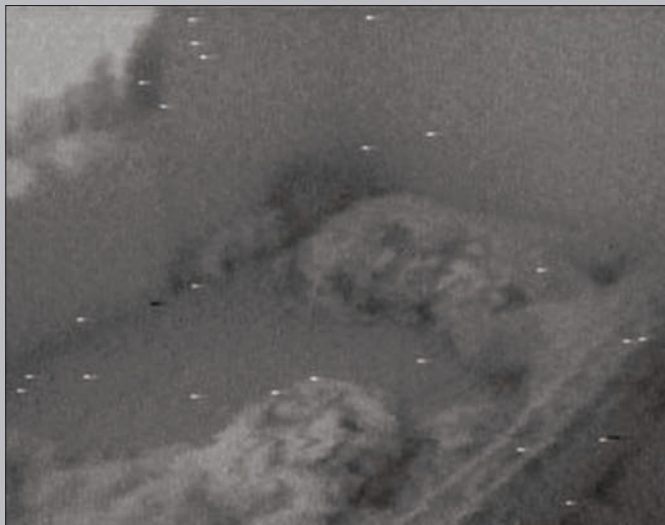
*Alternative: wire 5 *0,5mm in 1/2 turn; totally non-critical!

Halfgeleiders - Semiconductors

V1,2	PRRL5117, 8 or 9 (compatible)
IC1	CGY196
IC2	LM2595S-3.3

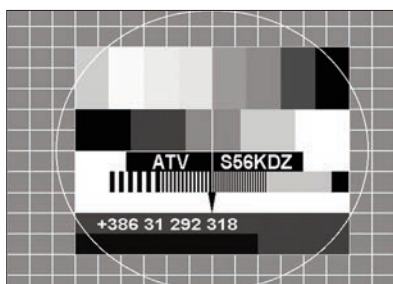
Diversen - Various

Behuizing - Enclosure
SMA connectors
Spoel 220uH 1A / Inductor 220uH 1A
Doorvoer C - Feedthrough capacitor
1-5pF trim C
of 5mm draad in boogje - Or 5mm of wire in 1/2 turn



Troep op 13 cm!

Van Hans Scholtze -PE1PZN- ontvingen we de bovenstaande beelden. Rond Almere wordt de 13 cm band door heel andere gebruikers 'misbruikt', getuige deze foto's. Een babyfoon met beeld en geluid op 2437 MHz (ook leuk als pa of ma half gekleed het kind komen troosten), een LPD op 2440 MHz gemonteerd in een bouwkraan in Almere en een hard gecodeerd signaal op 2400 MHz. Radio Flevoland gebruikt op 2395 MHz een zender voor een verbinding tussen Lelystad en Almere. Tsjaa... vroeger was 13 cm nog een amateurband.



B

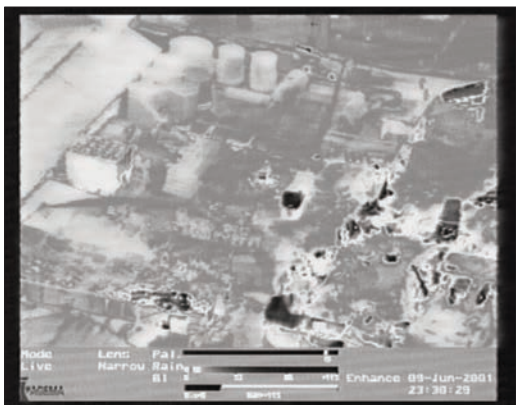
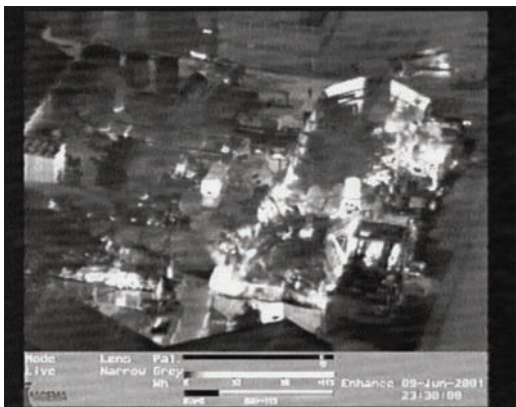
R

A

N

D

!



Een spectaculaire brand in Alkmaar op 9 juni, die keurig door de politie op 13 cm werd uitgezonden. Op veel repeaters konden we meegenieten van het verslag. Deze foto's ontvingen we van Edward Cairo - PE1NBS.

Groeten uit Slovenië - deel 2

Van Mijo Kovasevic - S51KQ-, bekend van zijn artikelen in Repeater, ontvingen we foto's van zijn repeater S55TVA. Op de foto's het repeaterbesturingssysteem ATVRC, de A/V-schakelunit, en de outdoor unit, bestemd voor de ontvangst van PI6ALK via de Eutelsat W2. De repeater staat op een hoogte van 554 meter boven zeeniveau.



S55TVA





In one of our future issues, we want to spent many attention to the European ATV-repeaters.

As you can see, we have only got screenshots of (some) German, Belgium, English and Dutch repeaters. If you've got ussable screenshots of repeaters in your country, please sent them to the publisher of Repeater.

We're also looking for usefull information about ATV-repeaters such as in/out-put frequencies, audiocarriers, location, Maidenhead locator, etc.

CCH Media

Gibbon 14

1704 WH Heerhugowaard,

The Netherlands,

email: repeater@cchmedia.nl

FREQUENTIELIJST ATV-REPEATERS: NEDERLAND

23 CM

1280 MHz

PI6ATS	SOEST	JO22PE	5.50 MHz	2374 MHz
PI6DRA	DRACHTEN	JO33BC	6.00 MHz	2387 MHz
PI6EHV	EINDHOVEN	JO21RL	5.50 MHz	434.25/2357/10.400 MHz

1285 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	2420/10.200 MHz
PI6ATR	AALTEN	JO32GW	6.00 MHz	1252/2350/10.480 MHz
PI6BOZ	BERGEN OP ZOOM	JO21DL	6.00 MHz	1250/10.400 MHz

13 CM

2352 MHz

PI6ALK	HEERHUGOWAARD	JO22KQ	6.552 MHz (NICAM) 7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	DIV. OP 23 CM/13 CM/3 CM
PI6HVS	HILVERSUM	JO22OFI	5.50 MHz	1258 MHz
PI6MEP	MEPPEL	JO32CQ	6.50 MHz	1252 MHz

2360 MHz

PI6BRD	BREDA			1280 MHz
---------------	-------	--	--	----------

2387 MHz

PI6ANH	ARNHEM	JO21WX	6.00 MHz	1252/10.400 MHz
PI6KMP	KAMPEN	JO22XN	6.50 MHz	1280 MHz/DIV. OP 3 CM
PI6ZOD	EMMEN	JO32LU	6.50 MHz	1252/10.200/10.400 MHz
PI6VHW	PUTTERSHOEK	JO21GT	5.50 MHz	1252/10.200 MHz

2420 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	1285/10.200 MHz
PI6TV	MALDEN	JO21WS	6.00 MHz	1252/10.400 MHz

2422 MHz

PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200/10.400 MHz
---------------	-----------	--------	--	------------------------

↑
CALL

↑
LOCATIE

↑
LOCATOR

↑
AUDIODRAAGGOLVEN

↑
INGANGSFREQUENTIES

V e r k l a r i n g

13 CM (VERVOLG)**2427 MHz**

PI6NYV	NIJVERDAL	JO32FI	6.00 MHz 7.02 MHz 7.20 MHz	1252/10.200 MHz
---------------	-----------	--------	----------------------------------	-----------------

3 CM**10.200 MHz**

PI6ATR	AALTEN	JO32GW	6.00 MHz	1252/2350/10.480 MHz
PI6KMP	KAMPEN	JO33BC	6.00 MHz	2387 MHz
PI6EHV	EINDHOVEN	JO21RK	5.50 MHz	434.25/1252/10.400 MHz
PI6WXV	CAPELLE A/D IJSSEL	JO21HW	??? MHz	1252/23400 MHz

10.330 MHz

PI6DIG	NEDERH. DEN BERG	JO22MG	7.02 MHz/J17 7.20 MHz/J17 6.552 MHz NICAM	1250/2340/10.180/10.485 MHz
---------------	------------------	--------	---	-----------------------------

10.400 MHz

PI6ATH	HAARLEM	JO22HI	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz	1285/2420/10.200 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz
PI6HHW	ALKMAAR	JO22IO	7.02 MHz 7.20 MHz	10.175 MHz
PI6ZOD	EMMEN	JO32LU	6.50 MHz	1252/10.200/10.400 MHz

10.425 MHz

PI6ATV	IJSSELSTEIN	JO22MA	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz 7.72 MHz 7.94 MHz 6,552 MHz NICAM	1260/2352/10.160/10.180 / 10.490 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz

10.460 MHz

PI6YRC	BEVERWIJK	JO22HL	?.?? MHz	10.175 MHz
---------------	-----------	--------	----------	------------

10.475 MHz

PI6HDB	HARDENBERG	JO32HN	?.?? MHz	1252/2387/2422/10.200 10.250/10.300 MHz
---------------	------------	--------	----------	--

10.475 MHz

PI6ATV	IJSSELSTEIN	JO22MA	7.02 MHz 7.20 MHz 7.38 MHz 7.56 MHz 7.72 MHz 7.94 MHz 6,552 MHz (NICAM)	1260/2352/10.160/10.180 / 10.490 MHz
PI6GRO	GRONINGEN	JO22PE	5.50 MHz 5.74 MHz 6.00 MHz 6.65 MHz	1252/10.200 MHz

Repeater on the World Wide Web



Repeater

the European ATV / mmwave magazine




[Ga naar de Nederlandse versie](#)
[Go the to English version](#)

Interesting websites (last update 22-04-2001)

Dutch ATV repeaters	British ATV repeaters	Homebrew 23/13 cm	Hot!
PIRALK PIRANH PIRATH PIRATS PIRATV PIRBTV PIRDIQ PIREHV PIRGRO PIRHVS PIRKMP PIRMEP PIRNYV PIRTV PIRWCV PIRZOD	GB3BR GB3EN GB3OV GB3HV GB3KT GB3RV GB3SR GB3VR GB3WV GB3XG GB3ZZ	PE1BVJ QNTZ PE1MTH (multiband controller)	TXT encoder Nicom en/decoder Various projects S&KQ Video router 12 in 8 out Dubus archive 1982-1992 VixXPDP (mmwave surplus)
Belgium ATV repeaters	Swiss ATV repeaters	Homebrew 1.4 cm	Magazines
ON0MTV ON0TVM ON0ZTM	HB9FW	CT1DMK GBACE	CQ TV TV Amateur ATV Quarterly Hyper Hyper (archive) Dubus UKW Berichta
German ATV repeaters	French ATV repeaters	Homebrew 3 cm	ATV general
DB0BC DB0GSH DB0HEX DB0HL DB0KAN DB0KN DB0KQ DB0KS DB0LDK DB0LTC DB0MHR DB0DFG DB0DHR DB0OV DB0PAD DB0PE DB0PTV DB0RTV DB0SAR DB0SCS DB0TVG DB0TVH DB0VER DB0WTR DB0YQ DB0ZS		TX with the blue cap LNB (up to 500 mW !)	
		MMwave general WA1MBA (tip) JOTA (dutch)	ATV amateurs QW2CJX PE1ORZ PE1RBU PE1RJU

Repeater

the independent European ATV / mmwave magazine

Designs published in previous issues of Repeater

13 cm ATV transmitter, by Henk Medenblik - PE1JOK



For downloading the circuit diagrams:
 Click [here](#) for the VCO/PLL
 Click [here](#) for the audio part
 Click [here](#) for the microcontroller part
 Click [here](#) for the video part
 Click [here](#) for the 1.5 W power amplifier

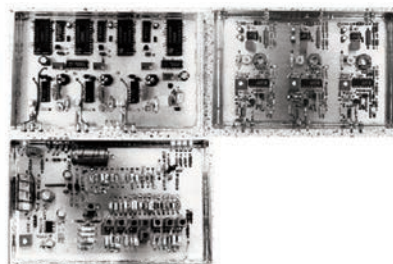
23 cm HEMT LNA, by Hans Bruin - EMT



Click [here](#) for the circuit diagram

23/13 -> 3 cm multiplier, by Rene Stevens - PE1CMO

HQ Baseband modulator, by Hans Bruin - EMT



For downloading the circuit diagrams:
 Click [here](#) for the videopart
 Click [here](#) for the audio part
 Click [here](#) for the PLL part
 Click [here](#) for the HiFi audiopart

13 cm converter, by Hans Bruin - EMT



Click [here](#) for the circuit diagram

23 cm 40 Watt amplifier with Mitsubishi modules, by Hans Bruin - EMT and Rob Boom - PA3GIE

HTTP:// WWW.CCHMEDIA.NL

REDACTIE:

HANS BRUIN - EMT, HENK MEDENBLIK - PE1JOK, DAVID ROOSENDAAL - PE1MUD, ROB ULRICH - PE1LBP (HOOFD-RED.), MARC TESKE - PE1RJU

AAN DIT NUMMER HEBBEN VERDER MEEGEWERKT:

HANS BORTH, EDWARD CAIRO - PE1NBS, WILLEM LEMMENS - ON6LW, HANS SCHOLTZE JR. - PE1PZN, RENE STEVENS - PE1CMO

ABONNEE-ADMINISTRATIE EN ADVERTENTIE-EXPLOITATIE:

DIANA SCHRAAG, EMAIL DSCHRAAG@CCHMEDIA.NL

REDACTIE-ADRES:

GIBBON 14
1704 WH HEERHUGOWAARD, NEDERLAND
TEL.+31- (0)72-5720993 (OOK 'S AVONDS)
FAX +31-(0)72-5720992
EMAIL: REPEATER@CCHMEDIA.NL

REPEATER IS EEN KWARTAALUITGAVE VAN

CCH MEDIA

GIBBON14
1704 WH HEERHUGOWAARD / NEDERLAND

EEN ABONNEMENT OP REPEATER KOST 45 GULDEN PER JAAR (= 4 NUMMERS) VOOR NEDERLAND, 55 GULDEN VOOR DE OVERIGE EUROPESE LANDEN EN 65 GULDEN VOOR LANDEN BUITEN EUROPA. U KUNT EEN ABONNEMENT AFSLUITEN DOOR HET ABONNEMENTSGELD OVER TE MAKEN OP REKENING 5980472 (POSTBANK) TNV CCH MEDIA IN HEERHUGOWAARD OVV 'ABONNEMENT REPEATER'. VERMELD DAARBIJ DUIDELIJK UW NAAM EN ADRES. WIJ ACCEPTEREN OOK VISA/MASTERCARD!

DE REDACTIE EN UITGEVER ZIJN NIET VERANTWOORDELIJK VOOR SCHADE, VOORTVLOEIENDE UIT DE PRAKTISCHE TOEPASSING VAN IN REPEATER GEPUBLICEERDE SCHAKELINGEN EN ADVERTENTIES. DE VERANTWOORDELIJKHEID VOOR DE INHOUD VAN DE GEPUBLICEERDE ARTIKELN LIGT BIJ DE AUTEURS CQ ADVERTEERDERS. HET OCTROOI RECHT IS VERDER VAN TOEPASSING OP ALLES WAT IN REPEATER GEPUBLICEERD WORDT. NIETS UIT DEZE UITGAVE MAG OP ENIGERLEI WIJZE WORDEN GEREPRODUCEERD, OVERGENOMEN OF OP ANDERE WIJZE WORDEN GEBRUIKT OF VASTGELEGD ZONDER VOORAFGAANDE SCHRIFTELIJKE TOESTEMMING VAN DE UITGEVER ÉN AUTEURS. DE ARTIKELN IN REPEATER HEBBEN GEENSZINS DE BEDOELING WETSOVERTREDINGEN UIT TE LOKKEN.

A SUBSCRIPTION TO REPEATER COSTS DFL 55,- A YEAR (EUROPEAN COUNTRIES) AND DFL 65,- (OVERSEAS). WE ACCEPT VISA / MASTERCARD.

ALL RIGHTS RESERVED.

NO PART OF THIS PUBLICATION MAY BE REPRODUCED, RESTORED IN A RETRIEVAL SYSTEM, OR TRANSMITTED, IN ANY FORM OR BY ANY MEANS, ELECTRONIC, MECHANICAL, PHOTOCOPYING, RECORDING OR OTHERWISE, WITHOUT THE PRIOR PERMISSION OF CCH MEDIA.

**Visit our website on:
<http://www.cchmedia.nl>**

**De deadline voor Repeater 5/3 is 1 september 2001.
Repeater 5/3 komt uit medio oktober 2001.**